Lei 7,–

Rodica Irina Rabeja

DIODE ŞI TRANZISTOARE



EDITURA TEHNICĂ

Ştiinţa şi tehnica pentru toţi

SERIA „TEHNICA LA ZI"

Ştiinţa şi tehnica pentru toţi
SERIA „TEHNICA LA ZI"

Apariţii 1986

Turbuţ Sorin	DIRIJAREA CIRCULAŢIEI TRENURILOR
Baciu A.	ENERGIA ELECTRICĂ ŞI VIAŢA
Mihalcu M.	CE SINT MATERIALELE PLASTICE ARMATE
Isaic-Maniu D., Vodă V.	FIABILITATE, ŞANSĂ ŞI RISC
Teodorescu H. ş.a.	COMUNICAREA ORALĂ OM–MAŞINĂ
Anghelache I.	BENZINE AUTO DIN PETROL ŞI DIN SURSE NEPETROLIERE
Iordăchescu E.	TRANSLAŢIA CONSTRUCŢIILOR
Marinescu N. I.	PRELUCRĂRI CU ULTRASUNETE
Berinde V.	RECUPERAREA, RECONDIŢIONAREA ŞI REFOLOSIREA PIESELOR
Drimer D., Demetrescu Ioana	FIBRE DE CARBON

Apariţii 1987

Străjescu M.	FIXAREA AZOTULUI
Stanciu D.	SENZORI – PREZENT ŞI PERSPECTIVĂ
Olinescu R. Greabu M.	CHEMILUMINESCENŢA ŞI BIOLUMINESCENŢA
Stroia Al.	O CĂLĂTORIE ÎN LUMEA ZAHĂRULUI
Ţuţuianu O.	STOCAREA ENERGIEI
Cecal Al.	ASPECTE CHIMICE ALE ENERGETICII NUCLEARE

Irina Rodica Rabeja

DIODE ŞI TRANZISTOARE



Editura Tehnică
Bucureşti – 1987

Seria „TEHNICA LA ZI"
Colecția „ȘTIINȚA ȘI TEHNICA PENTRU TOȚI"
apare sub egida
CONSILIULUI NAȚIONAL
al
FRONTULUI DEMOCRAȚIEI ȘI UNITĂȚII SOCIALISTE

CUPRINS

PARTEA I:

DIODE

Dioda a constituit primul dispozitiv electronic, care a revoluţionat ştiinţa şi tehnica în anul 1904 cînd a fost realizată pentru prima oară în laborator de către I. A. Fleming, sub forma unui tub de sticlă vidat care conţinea doi electrozi, anodul şi catodul şi efectua funcţia de detecţie.

Prin preajma anului 1883 celebrul inventator american Thomas Alva Edison lucra la perfecţionarea becului electric care, se compunea din trei părţi: dulia, care se înşurubează în fasung, filamentul care devine incandescent prin trecerea curentului electric şi balonul de sticlă, care protejează filamentul. Introducînd la un moment dat în interiorul balonului o plăcuţă metalică şi legînd între aceasta şi filament un miliampermetru, a observat că atunci cînd filamentul era alimentat cu curent şi devenea incandescent, aparatul de măsurat indica prezenţa unui curent. Totul se petrecea deci ca şi cînd în interiorul becului s-ar fi stabilit un contact direct invizibil între placă şi filament care permitea scurgerea electronilor. În cinstea descoperitorului, acest fenomen a fost denumit efectul Edison. Primul care şi-a dat seama de importanţa observaţiei a fost savantul englez John Ambroise Fleming.

El a constatat că electronii emişi prin încălzirea catodului se împrăştie în spaţiul catod anod constituind sarcina spaţială.

Aplicînd între anod şi catod tensiune pozitivă, electronii se deplasează de la catod la anod, făcînd să circule prin diodă un curent electric; schimbînd polaritatea tensiunii aplicate, curentul electric încetează de a mai exista deoarece între anod şi catod se crează un cîmp electric care frînează electronii în mişcare obligîndu-i să se întoarcă spre catod.

Rezultă aşa dar că dioda se comportă ca un element conducător de curent electric atunci cînd între anod şi

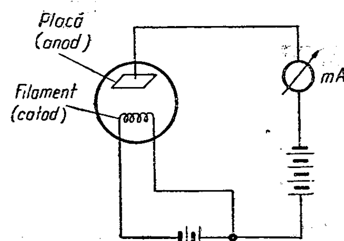


Fig. 1. Experimentarea efectului Edison.

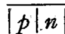
catod se aplică o tensiune pozitivă şi ca un element ce întrerupe un circuit electric, dacă tensiunea este negativă.

Simbolic cele două situaţii le putem asemăna cu un comutator închis sau cu un comutator deschis situat între anod şi catod.

După 1948 dispozitivele electronice au început să fie realizate prin cristale semiconductoare din siliciu şi germaniu care au proprietăţi determinate de forţele care acţionează între electroni şi nucleele atomice.

Dioda se realizează dintr-un material semiconductor impurificat în mod intenţionat, format din două regiuni distincte una de alta prin natura impurităţilor.

În termeni de specialitate cele două regiuni sînt numite: regiunea de tip *p*, cea care este dopată cu impurităţi numite acceptoare şi regiunea de tip *n*, cea care este dopată cu impurităţi numite donoare.



Cele două regiuni formează împreună o joncţiune *pn*. Diodele semiconductoare reprezintă în esenţă joncţiuni *pn*.

Simbolul diodei semiconductoare este prezentat în fig. 2*a*. şi caracteristica ideală statică $I = f(U)$ în fig. 2*b*.

Se constată că dioda conduce curentul electric, dacă polul pozitiv al unei surse de tensiune electrice Ua este conectat la regiunea *p* şi polul negativ la regiunea *n* (altfel spus se comportă ca un scurtcircuit) şi nu conduce curentul electric dacă polul pozitiv este conectat la regiunea *n*, iar polul negativ la regiunea *p* (altfel spus se comportă ca un circuit deschis).

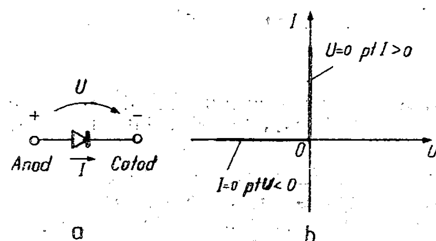


Fig. 2. *a*. Simbolul diodei; *b*. Caracteristica $I-U$ a diodei ideale

Analiza comportării electrice statice a diodelor cu joncţiuni se poate rezuma la ecuaţia:

$$I_a = I_{sat}\left(\exp\frac{eU_a}{kT} - 1\right) \text{ unde } \frac{e}{kT} = 0{,}04\ S/mA$$

unde e — este sarcina electronului
k — constanta lui Boltzman
T — temperatura absolută [°K]

Caracteristica statică $I_a - U_a$ este prezentată în fig. 3

În conducţie directă: $\exp\frac{eU_a}{kT} \gg 1$ şi $I_a = I_{sat}\ \exp\frac{eU_a}{kT}$

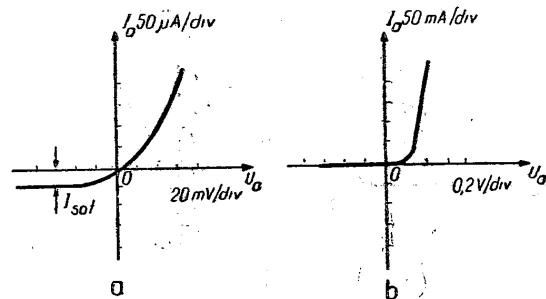


Fig. 3. Caracteristica statică $I-U$ a unei diode cu joncţiuni: *a*. comportarea în jurul lui $U = 0$; *b*. caracteristica completă a diodei

În conducție inversă: $|U_a| \gg \frac{kT}{e}$ $U_a < 0$ $\exp \frac{eU_a}{kT} \ll 1$

$I_a = -I_{sat}$

Caracteristica curent-tensiune ridicată experimental pentru o diodă diferă de caracteristica dată de ecuația de mai sus.

Se constată că în regim de conducție inversă apar două regiuni: regiunea II, unde curentul prin joncțiune are o creștere ușoară cu modulul tensiunii aplicate și regiunea I în care curentul crește brusc cu tensiunea inversă (fig. 4). În regim de conducție directă se observă că apar patru regiuni: regiunea III în care curentul are o variație de forma:

$$I_a = \exp \frac{eU_a}{\xi kT} \quad \text{unde } \xi = 1 \ldots 2$$

regiunea IV în care curentul are o variație de forma $I_a \approx U_a^2$ regiunea V în care curentul are o variație de forma $I_a = \exp \frac{eU_a}{ckT}$ unde c este o constantă și regiunea VI în care curentul variază liniar cu tensiunea și este limitat de rezistența de sarcină. Caracteristica statică în conducție directă la scară logaritmică (pe axa curenților) este dată în fig. 5.

În regiunea I numită regiunea de străpungere creșterea importantă a curentului apare datorită efectului Zener

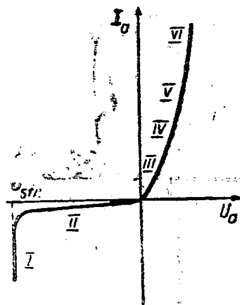


Fig. 4. Caracteristica experimentală a unei joncțiuni *pn*

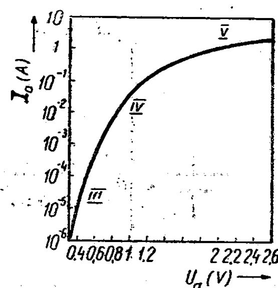


Fig. 5. Caracteristica statică experimentală la scară logaritmică a unei joncțiuni *pn* în cazul polarizării directe

și a efectului multiplicării prin avalanșă a purtătorilor de sarcină. Se constată că la creșterea temperaturii curentul invers prin joncțiune crește foarte puternic. În cazul cînd prin joncțiune trece un curent direct constant tensiunea pe aceasta scade dacă temperatura crește. (fig. 6).

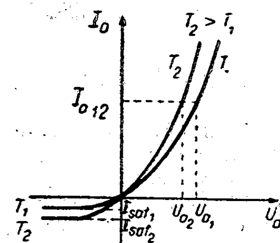


Fig. 6. Caracteristica statică a unei joncțiuni *pn* pentru două temperaturi diferite $T_2 > T_1$.

Pentru joncțiunile realizate din germaniu, curentul se dublează la fiecare 7,5 °C, iar pentru cele din siliciu la fiecare 6,5 °C.

În cazul siliciului deși variația cu temperatura este mai pronunțată, caracteristica curent-tensiune a joncțiunii corespunzătoare suferă o variație cu temperatura mult mai mică decît în cazul germaniului, deoarece curentul invers este mult mai mic la joncțiunile realizate din siliciu.

Există diode la care se garantează un curent invers scăzut-diodele picoamperice.

Diodele sînt folosite în diverse circuite electronice în diverse regimuri de funcționare, în funcție de care primează diferiți parametrii ai lor.

De aceea au apărut diferite tipuri de diode semiconductoare la fabricația cărora s-a realizat optimizarea unora sau altora dintre parametri.

Aceste tipuri sînt:
- diode redresoare
- diode stabilizatoare de tensiune (diode Zener)
- diode de impulsuri (diode de comutație)
- diode detectoare
- diode parametrice (diode Varicap)
- diode tunel
- diode IMPATT
- diode cu bază dublă (tranzistoare unijoncțiune)
- diode controlate (tiristoare)
- fotodiode
- diode electroluminescente (LED-uri)

1. DIODELE REDRESOARE

Diodele redresoare sînt diodele folosite în procesul de redresare.

Redresarea este transformarea energiei electrice de curent alternativ în energie electrică de curent continuu, prin blocarea alternanţelor de un anumit sens ale tensiunii alternative, cu ajutorul elementelor de circuit cu efect de ventil (elemente care permit conducţia numai într-un anumit sens). Redresarea se referă la trecerea directă dintr-o formă de energie electrică în alta, fără a se folosi ca formă intermediară, energia mecanică.

Instalaţiile care transformă energia electrică de curent alternativ în energie electrică de curent continuu sînt redresoarele. Ele se clasifică în redresoare electronice, redresoare ionice şi redresoare mecanice.

Redresoarele electronice folosesc efectul de redresare dat de emisiunea termoelectronică a unui catod cald (dioda cu vid) sau efectul de redresare care apare la joncţiunea unui semiconductor de tip *n* cu unul de tip *p* (dioda semiconductoare redresoare).

Diodele redresoare lucrează într-un domeniu restrîns de frecvenţe de lucru, în general în jurul frecvenţei reţelei electrice de 50 Hz. În redresoarele speciale, diodele folosite sînt capabile a redresa tensiuni alternative cu frecvenţe pînă la 10 — 20 kHz.

Parametrii care caracterizează diodele redresoare semiconductoare sînt:

— domeniul frecvenţelor de lucru

— curentul maxim admisibil în regim de conducţie directă

— tensiunea inversă maximă admisibilă

— puterea disipată maximă admisibilă

— domeniul temperaturilor de lucru

— tensiunea pe diodă în conducţie directă

— temperatura maximă admisă a joncţiunii $T_j max$ (°C).

— rezistenţa termică joncţiune — capsulă R_{thj-c} (°C/W)

Unele redresoare lucrează la tensiuni şi curenţi mari care depăşesc valorile limită absolută ale parametrilor diodelor redresoare de aceea se obişnuieşte ca acestea să se lege în serie (fig. 7) şi (sau) paralel (fig. 8).

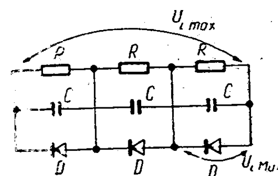


Fig. 7. Legarea în serie a diodelor

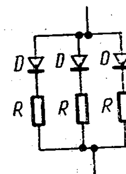


Fig. 8. Legarea în paralel a diodelor

În cazul legării în serie rezistenţele sînt necesare pentru egalizarea tensiunilor pe diode în perioada de blocare iar condensatorii sînt necesari pentru egalizarea tensiunilor pe diode, în momentul aplicării tensiunii inverse (sau la apariţia unei supratensiuni de scurtă durată) căci dacă una din diode s-ar bloca mai repede, ea ar putea prelua tensiunea inversă totală.

În cazul legării în paralel rezistenţele *R* sînt necesare pentru egalizarea curenţilor în timpul conducţiei.

În fig. 9 se arată o schemă de redresor în punte cu diode înseriate prevăzute cu grupuri *RC* de protecţie a lor la supratensiuni ciclice. [2].

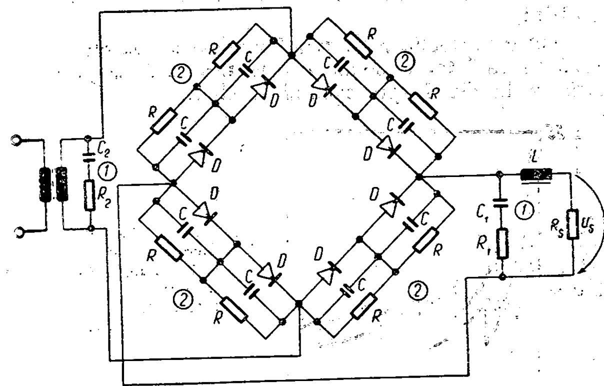


Fig. 9. Schema unui redresor monofazat în punte prevăzut cu circuite de protecţie contra supratensiunilor

În plus schema mai prezintă grupul R_1C_1 de protecție la supratensiuni la întreruperea curentului de sarcină și grupul R_2C_2 pentru reducerea supratensiunilor datorate conectării redresorului la rețea cînd sarcina este deconectată. [1].

Diodele redresoare de putere (cu siliciu) au curenți nominali mai mari de 20 A (pînă la mii de amperi) și tensiuni inverse admisibile pînă la 2 000 V, căderea de tensiune pe ventil în sens de conducție este de 1 ... 2 V.

Prin conectarea diodelor în serie (pentru a putea prelua tensiuni inverse mari) și în paralel (pentru mărirea curentului redresat) puterea redresoarelor cu diode de siliciu poate atinge valori de ordinul megawaților (surse de curent continuu pentru electroliză, redresoare pentru tracțiunea electrică etc.).

În redresoarele de putere în timpul procesului de redresare pe diodele redresoare au loc pierderi de putere prezentate grafic în fig. 10 pentru tensiuni mai mari de 100 V. Ele sînt în medie de 8 W/kW pentru diodele cu germaniu (diagrama *1*) și de 4—5 W/kW pentru diodele cu siliciu (diagrama *2*)

Pierderile de putere pe diodele redresoare duc la încălzirea acestora și chiar la deteriorarea lor (datorită supraîncălzirii).

Pentru protecția lor termică diodele de putere se montează pe radiatoare metalice care ușurează disiparea căldurii de la diodă spre mediul ambiant.

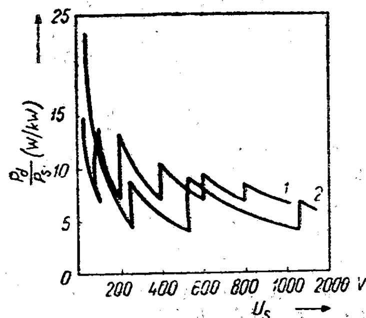


Fig. 10. Pierderile introduse de diodele cu Ge și Si în instalațiile de redresare — *1* — diode cu germaniu; *2* — diode cu siliciu.

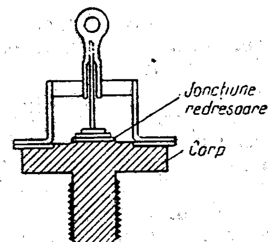


Fig. 11. Secțiune printr-o diodă de putere

Desenul unei diode de putere construită pentru a putea fi montată pe un radiator metalic este prezentat în fig. 11.

Puterea disipată maximă admisibilă pe diode este dată de relația:

$$P_{d_a} = \frac{T_{j\,max} - T_{a\,max}}{R_{thj-amb.}}$$

unde:

$T_{j\,max}$ este temperatura maximă admisă a joncțiunii (°C).
$T_{a\,max}$ este temperatura maximă a mediului ambiant (°C)
$R_{thj-amb.}$ este rezistența termică joncțiune — mediu ambiant (°C/W).

Rezistența termică joncțiune — mediu ambiant este raportul dintre diferența de temperatură între joncțiune și mediu ambiant și puterea disipată în condiții de echilibru termic.

$$R_{thj-amb} = R_{thj-c} + R_{thc-r} + R_{thr-amb} + R_{th\,amb} = R_{thj-c} + R_{thc-a}$$

R_{thj-c} (°C/W) — rezistența termică joncțiune capsulă este raportul dintre diferența de temperatură între joncțiune și capsulă și puterea disipată în condiții de echilibru termic (este dată în cataloage).

R_{thc-r} (°C/W) — rezistența termică capsulă — radiator este raportul dintre diferența de temperatură între capsulă și radiator și puterea disipată în condiții de echilibru termic; ea depinde de finisarea suprafețelor și de presiunea radiatorului pe capsulă. În calcul se ia de aproximativ 1 °C/W.

$R_{thr-amb}$ (°C/W) — rezistența termică radiator — mediu ambiant este raportul dintre diferența de temperatură

între radiator şi mediu ambiant (considerat în imediată vecinătate a radiatorului) şi puterea disipată în condiţii de echilibru termic.

$R_{th\,amb}$ (°C/W) — rezistenţa termică a mediului ambiant este raportul dintre diferenţa de temperatură între imediata vecinătate a radiatorului şi o regiune suficient de depărtată care se află la temperatura dată a mediului ambiant şi puterea disipată în condiţii de echilibru termic; depinde atît de dimensiunile radiatorului cît şi de faptul dacă aerul se află sau nu în mişcare.

În unele cazuri (la redresoare mari) se utilizează şi răcirea forţată (prin ventilaţie).

R_{thj-c} depinde de construcţia diodei şi nu poate fi modificată.

R_{thc-a} poate fi micşorată folosind radiatoare cu suprafaţa mai mare.

Relaţia dintre R_{thc-a} şi suprafaţa radiatorului este:

$$R_{thc-a} = \frac{1}{a_R S} \quad (°C/mW)$$

S = suprafaţa radiatorului în cm²
a_R = o constantă egală cu 1,5 mW/cm²°C.
Suprafaţa radiatorului se poate deduce şi din curbele figurii 12 în funcţie de R_{thr-a}

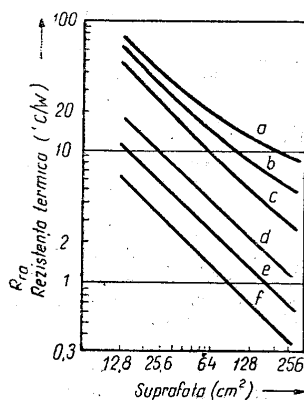


Fig. 12. Influenţa răcirii forţate asupra rezistenţei termice a radiatoarelor.
— rezistenţa termică pentru radiator de cupru înnegrit la T_{amb} = 30°C; T_{sr} = 100°C; a = 0,24 mm grosime; b = 0,76 mm grosime; c = 2,08 mm grosime.
— resitenţa termică a unui radiator de cupru cu grosime 2,08 mm cu răcire forţată la T_{amb} = 30°C T_{sr} = 100°C. d = 152 m/min; e = = 305 m/min f = 610 m/min.

În fig. 12 curbele a, b, c sînt pentru un radiator de Cu înnegrit, iar curbele d, e, f pentru un radiator de cupru cu răcire forţată.

În funcţionare diodele redresoare sînt supuse la suprasolicitări datorită unor impulsuri de diferite amplitudini şi durate (fig. 13).

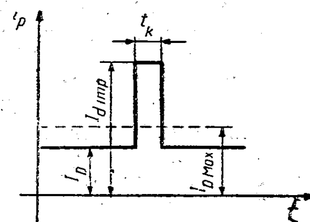


Fig. 13. Parametrii impulsului de suprasolicitare în curent a unei diode.

În fig. 13 I_D reprezintă curentul mediu prin dioda în funcţiune, I_{DMax} reprezintă curentul mediu pentru care a fost dimensionat radiatorul, I_{dimp} este supracurentul prin diodă şi t_k este durata suprasolicitării.

Diodele admit suprasolicitări pînă la o limită determinată de dimensionarea radiatorului şi de mărimea suprasolicitării. Suprasolicitările admise de diode sînt arătate în fig. 14 unde:

$$\gamma = \frac{I_{DMax}}{I_D} \qquad K = \frac{I_{dimp}}{I_D}$$

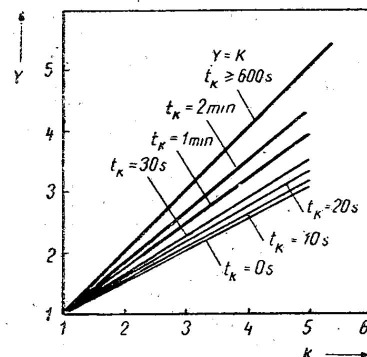


Fig. 14. Suprasolicitările admise de diode în funcţie de dimensionarea radiatorului şi de mărimea suprasolicitării (k şi t_k).

În stare de blocare, dioda prezintă rezistență electrică maximă la trecerea curentului. Curentul care parcurge dioda pe porțiunea de blocare a caracteristicii $I - U$, denumit curent invers sau rezidual I_R este foarte mic (nA pînă la μA) dar puternic dependent de temperatură.

Prin creșterea tensiunii aplicate invers U_R, cîmpul electric maxim din dreptul joncțiunii $p - n$ atinge o valoare critică peste care curentul rezidual crește brusc datorită multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină. Valoarea tensiunii la care se produce creșterea rapidă a curentului invers i_R este denumită tensiune de avalanșă sau străpungere. În gama 200 ÷ 1 000 V a tensiunilor de avalanșă U_{RA}, diode special construite și testate, denumite în avalanșă controlată, pot suporta pentru un timp scurt impulsuri de putere ridicată în avalanșă, ceea ce le recomandă în circuitele de redresare funcționînd pe sarcină inductivă sau ca limitatoare de supratensiune.

Diodele redresoare obișnuite nu suportă intrarea în avalanșă nici pentru timp scurt; funcționarea lor trebuie limitată numai pînă la tensiunile de blocare maxime recomandate în cataloage.

Diodele redresoare normale (obișnuite) sînt marcate cu litera *N*, cele rapide cu *R* și cele cu avalanșă controlată cu *A*.

Instalațiile de redresare cuprind de regulă, transformatoare de alimentare cu rolul de a adapta tensiunea de intrare la valoarea necesară tensiunii de ieșire și de a micșora curenții de scurtcircuit, elemente de redresare (diode, tiristoare) elemente de protecție ultrarapide (siguranțe fuzibile, întrerupătoare, scurtcircuitoare, separatoare) elemente de filtrare.

Schemele de redresare determină în mare măsură, solicitarea elementelor redresoare (diode sau tiristoare) la curent direct și tensiune inversă, ondulația tensiunii redresate, puterea transformatorului de alimentare, caracteristica exterioară a redresorului (tensiune — curent de sarcină) și efectele asupra rețelei de alimentare (factorul de putere și regimul deformant). Dacă tensiunea de ieșire a redresorului este determinată numai de tensiunea alternativă de la intrare, redresoarele se numesc necomandate, fiind realizate cu ajutorul diodelor redresoare (ventile necomandate); dacă valoarea tensiunii redresate se poate

modifica cu ajutorul unor ventile comandabile (tiratroane ignitroane, tiristoare) redresoarele se numesc comandate.

După numărul de faze ale tensiunii alternative de alimentare, redresoarele se împart în redresoare monofazate, redresoare trifazate sau redresoare polifazate (cel mai frecvent hexafazate sau dodecafazate — 12 faze).

După numărul alternanțelor redresate, redresoarele pot să fie monoalternanță sau bilaternanță cu punct neutru sau în punte.

La schemele cu punct neutru în monofazat, priză mediană, în serie cu sarcina se află o singură diodă (redresoare), la cele în punte în permanență se află două diode (redresoare) în serie, ceea ce face ca pierderea de tensiune pe redresor să fie dublă. În schimb solicitarea diodelor la tensiune inversă este mai mică, iar utilizarea transformatoarelor mai bună, la schemele în punte.

La redresorul monofazat monoalternanța dioda conduce numai în decursul alternanței pozitive (fig. 15 *a*). Tensiunea redresată are întreruperi și un mare conținut de armonici superioare.

Redresorul monofazat bialternanță cu priză mediană (fig. 15 *b*.) poate fi considerat ca două redresoare monoalternanță conectate în paralel, avînd tensiunile de alimentare defazate cu 180°.

Într-o alternanță conduce dioda *1*, în alternanța următoare dioda *2*. Tensiunea redresată constă dintr-o succesiune de alternanțe pozitive. Redresorul trifazat cu punct

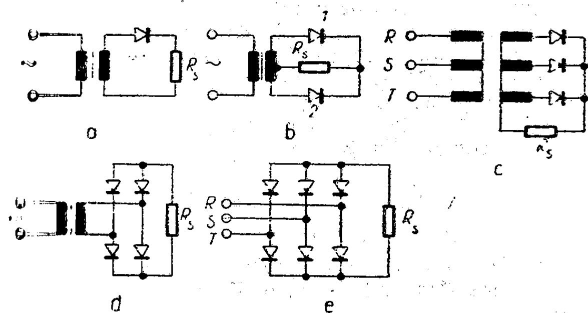


Fig. 15. Redresoare monofazate: *a.* monalternanță *b.* bialternanță *c.* stea; *d.* monofazat în punte; *e.* trifazat în punte

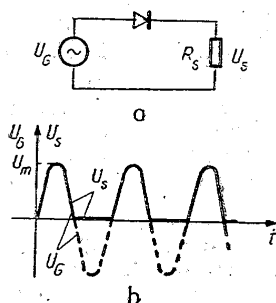


Fig. 16 Redresor monoalternanţă; a. circuit; b. tensiune de intrare şi ieşire.

neutru, cu conexiune stea, este prezentat în fig. 15 c. Tensiunea redresată este o tensiune continuă cu trei pulsaţii pe perioadă.

Redresorul monofazat în punte (fig. 15 d) poate fi considerat ca fiind alcătuit din două redresoare cu priză mediană înseriate.

Redresorul trifazat în punte (fig. 15. e.) poate fi considerat ca fiind obţinut prin înserierea a două redresoare cu punct neutru (în stea) defazate cu un unghi de 60°.

În încheierea prezentării diodei redresoare este bine a relua ceva mai detaliat redresoarele monofazice.

Cea mai simplă formă de circuit practic de conversie a tensiunii alternative în tensiune continuă folosind diode redresoare este redresorul monoalternanţă (fig. 16. a.)

Funcţionarea sa cu o tensiune de intrare sinusoidală este ilustrată în fig. 16. b.

Cînd tensiunea sinusoidală a sursei este pozitivă, dioda conduce iar tensiunea la bornele sarcinii este egală cu tensiunea sursei (se neglijează căderea de tensiune pe diode). Cînd tensiunea sursei este negativă, dioda este blocată, iar tensiunea de la bornele sarcinii este zero.

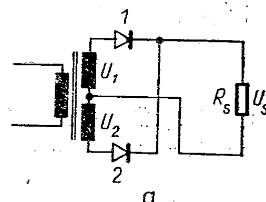
Astfel, tensiunea în sarcină urmăreşte tensiunea de intrare pe o jumătate a perioadei şi este zero pe cealaltă jumătate a perioadei. Componenta continuă a tensiunii de sarcină este valoarea medie a formei de undă trasate cu linie continuă din fig. 16. b. şi anume

$$U_{cc} = \frac{U_m}{2\pi}\int_0^{\pi} \sin\theta d\theta = \frac{U_m}{\pi}$$

unde U_m este valoarea de vîrf a tensiunii alternative de la intrare. Curentul continuu din rezistorul de sarcină R_S este:

$$I_{cc} = \frac{U_m}{\pi R_S}.$$

Dioda redresoare va fi aleasă astfel ca să suporte un curent direct continuu I_{cc} şi o tensiune inversă U_m, deoarece cînd este blocată, tensiunea sursei se aplică pe ea. Redresorul monoalternanţă dă o tensiune de ieşire cu o componentă apreciabilă de curent alternativ de acelaşi ordin de mărime cu componenta dorită de curent continuu. Un circuit ceva mai complicat, numit redresor dublă alternanţă (fig. 17. a) dublează componenta continuă a tensiunii de ieşire, fără a creşte excursia vîrf — vîrf a componentei alternative. Transformatorul din acest circuit necesită o priză mediană astfel că $U_2(t) = - U_1(t)$.



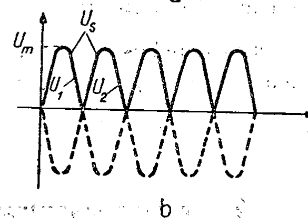


Fig. 17. Redresor dublă alternanţă cu transformator cu priză mediană: a. circuit; b. forma de undă.

Cînd U_1 este pozitivă conduce dioda 1 iar tensiunea de ieşire urmăreşte U_1; cînd U_1 este negativă şi U_2 este pozitivă conduce dioda 2 iar tensiunea de ieşire urmăreşte U_2.

Componenta de curent continuu a curentului din rezistorul de sarcină este de două ori mai mare decît la un redresor monoalternanţă care lucrează cu aceeaşi tensiune de intrare alternativă şi acelaşi rezistor de sarcină:

$$I_{CC} = \frac{2U_m}{\pi R_S}.$$

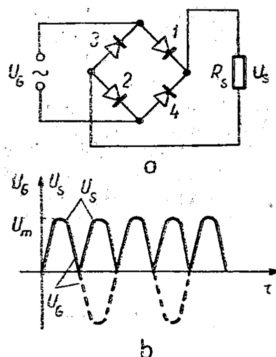


Fig. 18. Redresor dublă alternanță în punte: a. circuit; b. tensiuni de intrare și ieșire.

Diodele redresoare trebuie să suporte un curent continuu direct $\frac{1}{2} I_{CC}$ și o tensiune inversă $2U_m$.

Această utilizare a ambelor faze ale tensiunii de intrare poate fi realizată fără transformator dacă se folosesc patru diode redresoare. Circuitul prezentat în fig. 18 se numește redresor dublă alternanță în punte. Cînd U_S este pozitivă, diodele *1* și *2* conduc, iar diodele *3* și *4* sînt blocate. Cînd U_S este negativă, diodele *3* și *4* conduc iar diodele *1* și *2* sînt blocate.

Curentul din rezistorul de sarcină este $I_{CC} = \frac{2U_m}{\pi R_S}$

Diodele redresoare trebuie să suporte un curent continuu direct $\frac{1}{2} I_{CC}$ și o tensiune inversă U_m.

2. DIODELE STABILIZATOARE DE TENSIUNE (DIODELE ZENER)

Simbolul lor este prezentat în fig. 19

Diodele stabilizatoare de tensiune (cunoscute și sub numele de „diode Zener" sau „diode cu străpungere"), sînt diodele care lucrează în domeniul tensiunilor inverse în regiunea de străpungere I (fig. 4), pentru care curentul prezintă o creștere bruscă (fig. 20). La aceste diode regiunea de străpungere este nedistructivă.

În consecință ele se utilizează în circuitele electronice exclusiv polarizate invers ca surse de tensiune constantă.

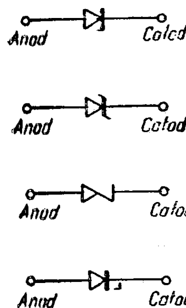


Fig. 19. Simboluri ale diodei Zener.

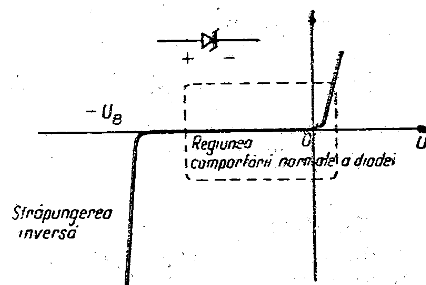


Fig. 20. Străpungerea inversă într-o diodă.

S-au construit diode cu o tensiune de stabilizare între 3,5 și 200 V avînd o putere de la 250 mW la 50 W.

Tensiunea de stabilizare crește cu rezistivitatea semiconductorului utilizat (de regulă siliciul).

Parametrii care caracterizează diodele stabilizatoare sînt:

— tensiunea nominală de stabilizare U_z

— rezistența dinamică în regiunea de stabilizare r_z se calculează pentru un curent I_z specificat.

$$r_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$$

— coeficientul de calitate $Q = \frac{\Delta U_z}{U_z} \Big/ \frac{\Delta I_z}{I_z}$

— curentul de control al tensiunii $U_z \rightarrow I_z$

— coeficientul de temperatură al tensiunii de stabilizare:

$$\alpha_{U_z} = \frac{\Delta U_z}{\Delta T} \cdot \frac{1}{U_z} \ [\%/°C \text{ sau } 10^{-4}/°C]$$

variază între 0,07 și 0,37%/°C.

— curentul maxim de stabilizare direct continuu I_{zM}

— domeniul de temperatură de lucru

— puterea maximă disipată P_{max}

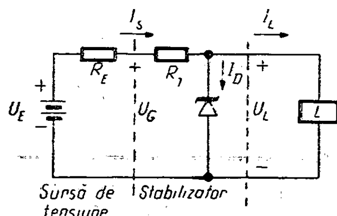


Fig. 21. Dioda cu străpungere utilizată ca stabilizator de tensiune.

Este bine ca r_z și α_{U_z} să fie cît mai mici.

Diodele cu străpungere pot fi utilizate ca simple stabilizatoare de tensiune pentru surse. Se știe că tensiunea (de la ieșire) continuă a unui redresor scade cînd curentul din sarcină crește.

Această dependență poate fi redusă prin utilizarea unei diode cu străpungere așa cum se arată în fig. 21.

În acest circuit sursa de alimentare este reprezentată prin circuitul echivalent Thevenin conținînd U_E și R_E. Stabilizatorul constă din dioda cu străpungere și rezistorul serie R_1.

Diodele cu străpungere sînt de asemenea folosite ca limitatoare de tensiune și formatoare de semnal precum și în circuite de protecții.

3. DIODELE DE IMPULSURI (DIODELE DE COMUTAȚIE)

Diodele de impulsuri sînt diodele special construite pentru a lucra în regim de comutație. Capacitatea lor electrică, prin construcție este foarte mică.

Caracteristica unei diode de impulsuri nu se deosebește cu nimic de caracteristica generală a unei diode.

Alături de caracteristica curent tensiune la diodele de impulsuri în cataloage se prezintă variația capacității joncțiunii pn cu tensiunea inversă.

Diodele semiconductoare în regim de comutație sînt caracterizate prin *a)* valoarea statică a rezistențelor în sens direct (de dorit cît mai mică) și în sens invers (de

dorit cît mai mare); *b)* parametrii proceselor tranzitorii de comutație și anume timpul de comutare directă t_d (de la starea de blocare la starea de conducție), și timpul de comutare inversă t_{inv} (de la starea de conducție la starea de blocare).

Viteza de lucru a schemelor de comutație cu diode este limitată de timpul de comutare invers, care este relativ mare (50 μs la tipurile de diode obișnuite și pînă la 1 μs la diodele speciale de comutație dopate cu aur).

Acest timp de comutare invers se compune din timpul de revenire, t_{rev} în care are loc (la tensiune constantă U_D) eliminarea sarcinilor acumulate în joncțiune și timpul de cădere t_c — comparabil cu timpul de comutare directă t_d și deci mult mai mic decît t_{rev} (fig. 22).

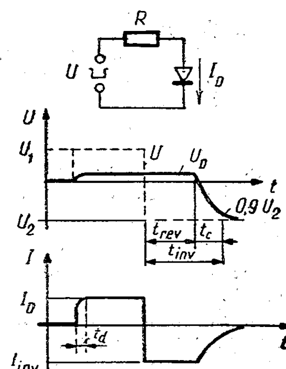


Fig. 22. Variația tensiunii și curentului la bornele unei diode în timpul procesului de comutare.

$$t_d = 1 \text{ mμs} \div 20 \text{ mμs}$$

$$t_{inv} = t_{rev} + t_c = (50 + 1 \text{ μs}) + (\sim 20 \text{ mμs})$$

$$I_D = \frac{U_1 - U_D}{R} \qquad I_{inv} = \frac{U_2 - U_D}{R}$$

$$t_{rev} = \tau_p \ln\left(1 + \frac{I_D}{I_{inv}}\right)$$

S-a notat:

τ_p = durata de viață a purtătorilor de sarcină minoritari.

Pentru realizarea unor scheme cu viteză de comutare ridicată se recomandă pentru proiectare următoarele:

— durata impulsului de curent de comandă a conectării în sens direct să fie cît mai mică.

— amplitudinea impulsului de curent de comandă a comutării în sens invers să fie cît mai mare.

— impedanţa circuitului extern diodei să fie cît mai mică.

— temperatura mediului ambiant să fie cît mai scăzută.

Măsurători experimentale arată că nu se pot stabili legături generale între parametrii statici şi timpii de comutare ai diodelor.

Comportarea în regim tranzitoriu a diodei se determină mai corect prin măsurători în scheme de lucru.

Cei mai importanţi parametri legaţi de regimul de comutaţie sînt:

— capacitatea joncţiunii la polarizare nulă.
— capacitatea joncţiunii în regim de conducţie inversă.
— timpul de comutaţie inversă.
— sarcina acumulată în regim de conducţie directă.

Este bine de amintit aici că se pot realiza diode cu timpi de comutaţie de valori foarte mici, 1 *ns* (diode Schottky) dacă la construcţia lor se foloseşte joncţiunea metal — semiconductor care are un comportament similar celui al joncţiunii p_n; aceste diode se folosesc şi în domeniul frecvenţelor foarte înalte (GHz) şi în redresoare de eficienţă ridicată.

În fig. 23 *a* se arată un exemplu de folosire a diodelor de impulsuri într-un circuit logic SAU iar în fig. 23 *b*. într-un circuit logic SI. Aceste circuite logice sînt larg folosite în aparatele electronice numerice (de exemplu în calculatoarele electronice).

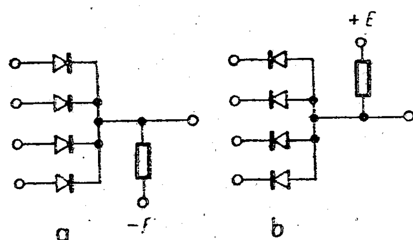


Fig. 23. Circuite logice cu două nivele, cu diode (logica pozitivă): *a*. circuit SAU; *b*. circuit SI.

Diodele de comutaţie sînt comutate în direct sau în invers chiar de semnalul care trebuie „prelucrat". Mai există şi „diode pentru comutare electronică" care sînt „deschise" şi „închise" cu ajutorul unei tensiuni continue, permiţînd, sau nu, trecerea semnalului alternativ. În fig. 24 se dă un exemplu de folosire a lor în dispozitivul de permutare a liniilor în televizorul color.

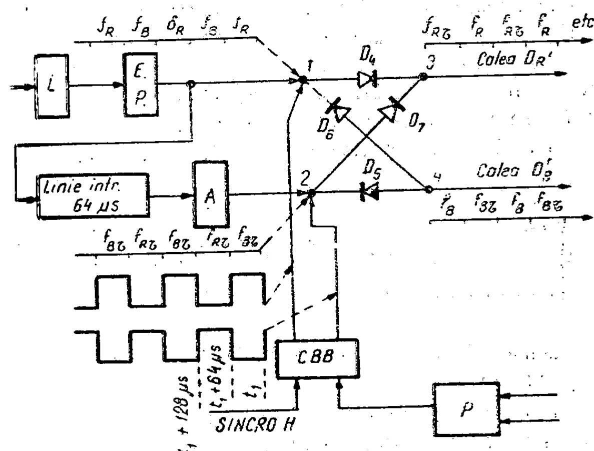


Fig. 24. Schema comutatorului electronic (dispozitivul de permutare a liniilor) în televiziunea color.

4. DIODELE DETECTOARE

Diodele detectoare sînt destinate să lucreze în gama undelor metrice, decimetrice şi, chiar centimetrice în scheme de conversie a frecvenţei (diode amestecătoare) şi de demodulare a semnalelor de radio şi videofrecvenţă.

Detecţia este o funcţie asemănătoare redresării cu deosebirea că semnalele prelucrate nu mai au frecvenţe de ordinul 50 Hz — 20 kHz, ci se situează de regulă în domeniul sute kHz-sute MHz.

Aceste diode au puteri disipate foarte reduse (nesemnificative) iar capacitățile asociate joncțiunii *pn* trebuie să fie — la asemenea frecvențe — foarte mici.

În consecință la construcția acestor diode s-au adoptat soluții specifice domeniului frecvențelor înalte de lucru, în scopul realizării unor capacități și inductanțe parazite cît mai mici, prin realizarea unor structuri cu suprafețe cît mai mici și pentru a permite introducerea diodelor direct în unele subansamble componente ale instalațiilor (camere rezonante, fidere coaxiale, etc).

Caracteristica curent-tensiune a acestor diode nu se deosebește cu nimic de caracteristica diodelor redresoare.

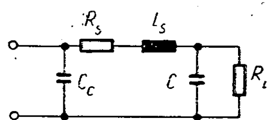


Fig. 25. Schema echivalentă a unei diode de înaltă frecvență

Schema echivalentă a unei diode detectoare este dată în fig. 25 unde:

R_i este rezistența internă a joncțiunii; C — capacitatea joncțiunii; R_S — rezistența serie a joncțiunii; L_S — inductanța serie a joncțiunii; C_c — capacitatea intrinsecă a diodei.

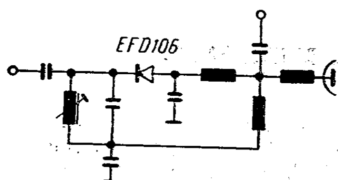


Fig. 26. Schema detectorului video din televizorul Electra

În fig. 26 se arată schema detectorului video dintr-un televizor. Dioda EFD—106 este o diodă de detecție a semnalului video.

5. DIODELE PARAMETRICE (DIODELE VARICAP)

Simbolul lor este prezentat în fig. 27

Anod — Catod

Anod — Catod

Anod — Catod

Fig. 27. Simbolul diodei varicap

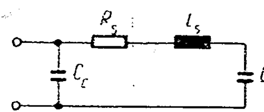


Fig. 28. Schema echivalentă a diodei parametrice

Schema echivalentă a diodei parametrice este prezentată în fig. 28 unde: Rs este rezistență serie echivalentă; Cc = capacitatea intrinsecă a diodei; Ls — inductanța serie echivalentă; C — capacitatea variabilă a joncțiunii.

Diodele parametrice sau varicap sînt diodele care, polarizate invers, prezintă o capacitate a joncțiunii *pn* variabilă cu parametrul de funcționare.

Capacitatea acestor diode se poate varia comod prin modificarea tensiunii inverse aplicate U_R.

Variația capacității joncțiunii cu tensiunea aplicată U_R este dată de expresia:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 - \frac{U_R}{U_T}}} \quad \text{unde } U_T = \frac{KT}{e}$$

pentru cazul joncțiunii *pn* abrupte. În general, joncțiunile diferă practic de joncțiunile abrupte. În acest caz capacitatea variază după o lege de forma:

$$C \sim \frac{1}{\sqrt[3]{U_R - U_T}}$$

În fig. 29 se prezintă comportarea diodei varicap BA102.

Parametrii specifici diodelor parametrice sînt:

- domeniul tensiunilor pentru care dioda are o capacitate variabilă;
- capacitatea joncțiunii la polarizare nulă C_{max};

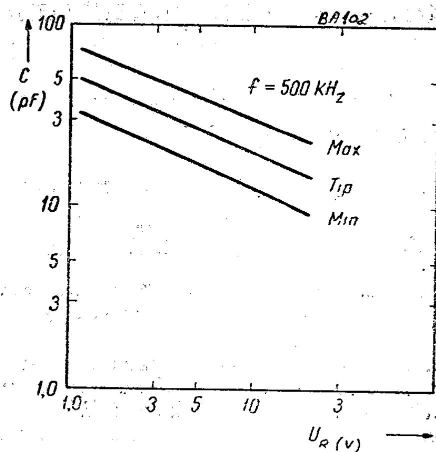


Fig. 29. Variaţia capacităţii cu tensiunea inversă pentru dioda BA 102

— capacitatea joncţiunii la tensiune maximă inversă C_{min};
— capacitatea intrinsecă a diodei C_c;
— inductanţa seria echivalentă L_s;
— rezistenţa serie echivalentă R_s;
— frecvenţa de tăiere, definită ca frecvenţa la care factorul de calitate al diodei devine egal cu unitatea, capacitatea barierei avînd valoarea minimă corespunzătoare tensiunii inverse maxime. $f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{min}}$

Diodele cu capacitate variabilă se folosesc drept condensatoare cu capacitate variabilă pe cale electrică, în construcţia circuitelor oscilante (acordate), filtrelor etc. Pentru a putea obţine o variaţie maximă a capacităţii (la o variaţie dată a tensiunii inverse) se realizează joncţiuni *pn* cu profil hiperabrupt al concentraţiei de impurităţi.

Diodele cu joncţiuni hiperabrupte, numite *diode de acord* sînt folosite pentru acordul fără comutare a întregii game de frecvenţe în TV, UHF sau VHF precum şi a radioreceptoarelor pentru unde medii.

6. DIODELE TUNEL ŞI IMPATT

Simbolul diodelor tunel este prezentat în fig. 30.

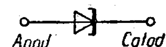


Fig. 30. Simbolurile diodei tunel



La joncţiuni foarte puternic impurificate în ambele regiuni p^+n^+ (mai mult de 10^{19} atomi de impurităţi/cm^3) efectul Zener poate să apară la tensiuni inverse foarte mici, inclusiv la polarizare nulă. O diodă la care apare străpungerea prin efect Zener la tensiunea zero va suporta curenţi inverşi mari la tensiune inversă şi va reveni treptat la comportarea normală cînd tensiunea devine pozitivă (fig. 31.) O tensiune în sens direct de una două zecimi de volt poate fi suficientă pentru a elimina mecanismul de străpungere Zener şi pentru a reduce curentul prin joncţiune. Creşterea mai departe a tensiunii directe produce din nou creşterea curentului.

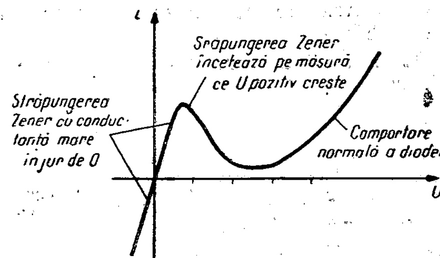


Fig. 31. Caracteristica *IU* a diodei tunel

Caracteristica $I-U$ care descrie această comportare este arătată în fig. 31. Dispozitivele avînd această comportare se numesc diode tunel. Numele provine de la explicaţia dată în mecanica cuantică fenomenului de străpungere Zener.

Diodele tunel pot fi utile şi prin prezenţa regiunii de rezistenţă negativă (domeniu în care caracteristica $I-U$ are panta negativă). Această rezistenţă poate compensa pierderile dintr-un circuit rezonant — asigurînd astfel generarea unor oscilaţii de frecvenţă foarte ridicată (pînă la 10 GHz) la puteri foarte reduse (de ordinul miliwattului).

Cu diodele tunel se pot realiza circuite care lucrează la frecvenţe de sute şi mii MHz corespunzînd unor timpi de comutaţie de ordinul mμ secundei.

În rezumat dioda tunel este un dispozitiv semiconductor unidirecţional de putere mică, extrem de rapid şi avînd o regiune cu rezistenţă negativă. Ea poate admite un domeniu larg de temperatură şi nu este influenţată de radiaţia nucleară.

Deoarece diodele tunel sînt realizate din semiconductoare puternic dopate nu este absolut necesar să se întrebuinţeze materiale foarte pure.

Rezistenţa negativă a diodei se obţine într-un domeniu foarte larg de temperatură, deoarece în regiunea în care apare această rezistenţă, curentul de injecţie al purtătorilor minoritari de sarcină (care este puternic influenţat de temperatură) poate fi neglijabil faţă de curentul de tunel. Astfel, pentru diodele din germaniu s-a observat că rezistenţa negativă se menţine în domeniul — 265° ... + + 250°C, iar pentru diodele din siliciu limita superioară creşte pînă la 350°C.

În fig. 32 se arată un circuit logic bistabil ŞI realizat cu o diodă tunel.

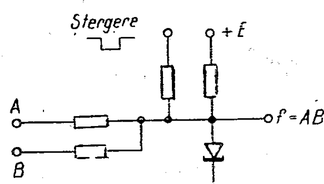


Fig. 32. Circuit logic SI cu o diodă tunel

Parametrii diodei tunel sînt:

— tensiunea şi curentul punctului de maxim „de vîrf" al caracteristicii;
— tensiunea şi curentul punctului de minim „de vale" al caracteristicii;
— rezistenţa negativă $R = \Delta U/\Delta I = \text{ctg}\ \alpha$;
— excursia de tensiune (definită ca tensiunea dintre punctul maxim al caracteristicii şi punctul corespunzător aceluiaşi curent de pe caracteristică din regiunea IV).

Mai jos se prezintă parametrii diodei tunel TR9A realizată din germaniu.

tensiunea puctului maxim	45 mV
curentul punctului maxim	1 mA
tensiunea punctului minim	170 mV
curentul punctului minim	0,25 mA
excursia de tensiune	285 mV
conductanţa negativă	—9 mho
rezistenţa serie	1,2
capacitatea joncţiunii	25 pF
inductanţa serie	$8{,}10^{-9}$H

DIODELE IMPATT lucrează în regim de străpungere prin avalanşă şi funcţionarea lor se bazează pe faptul că la frecvenţele din gama 5 .... 100 GHz prezintă o rezistenţă dinamică echivalentă negativă. Circuitul echivalent al unei diode IMPATT (fig. 33) conţine o rezistenţă r ce înglobează atît rezistenţa dinamică negativă cît şi rezistenţele pozitive parazite în serie cu o reactanţă X (avînd caracter capacitiv şi fiind determinată, în primul rînd, de capacitatea joncţiunii la tensiunea de străpungere)

Fig. 33. Circuit echivalent de microunde al diodelor IMPATT



Valoarea negativă pe care o are rezistenţa r pe o anumită plajă de frecvenţe din intervalul amintit (domeniul frecvenţelor utile de lucru pentru o diodă dată este dependent de caracteristicile ei constructive) permite utilizarea diodelor IMPATT în circuite de generare sau de amplificare a semnalelor de înaltă frecvenţă. În primul caz frecvenţa de oscilaţie este determinată de circuitul oscilant format din capacitatea diodei şi inductanţa sarcinii (inclusiv inductanţele parazite ale capsulei, conexiunilor, etc.) Pentru polarizarea în circuit a diodei IMPATT se recomandă folosirea unui generator de curent constant. Curentul de polarizare trebuie crescut treptat pînă la valoarea de lucru. Puterea generată P_{out} creşte cu curentul de polarizare atingînd un maxim.

În domeniul frecvențelor înalte se utilizează și diode cu o structură deosebită, la care între regiunile p și n ale joncțiunii pn se introduce un strat de material intrinsec, diode PIN. „Invadarea" regiunii intrinseci de către purtătorii mobili de sarcină electrică și valoarea ridicată a timpului lor de viață în această regiune, determină pierderea efectului redresor al diodei la frecvențe mai mari de 10—20 MHz. Pentru aceste frecvențe dioda se comportă ca o rezistență, a cărei valoare este controlată de curentul continuu care trece prin diodă. Proprietățile amintite permit folosirea diodei PIN la comutarea semnalelor de înaltă frecvență, sau ca rezistență controlată electronic.

7. DIODELE CU BAZĂ DUBLĂ (TRANZISTOARE UNIJONCȚIUNE)

Simbolul lor este prezentat în fig. 34.

Diodele cu bază dublă (care au fost denumite mai tîrziu și tranzistoare unijoncțiune TUJ deoarece posedă un element de control) constau dintr-o bară de siliciu de tip n uniform impurificată, avînd cîte un contact ohmic la fiecare capăt și o joncțiune pn la mijloc.

Cele două contacte ohmice de la capetele barei se numesc baza 1, $B1$ și baza 2, $B2$, iar contactul corespunzător joncțiunii din centrul barei poartă denumirea de emitor (fig. 35).

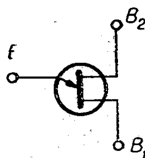


Fig. 34. Simbolul diodei cu bază dublă

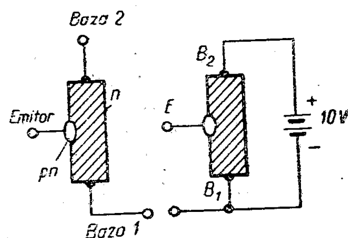


Fig. 35. Dioda cu bază dublă

Dacă cele două baze se leagă între ele, $U_{B_1B_2} = 0$, dispozitivul se comportă ca o diodă obișnuită.

Funcționarea ca TUJ se obține cînd între cele două baze se aplică o tensiune $V_{B_1B_2}$ cu o valoare uzuală de 10 V.

Rezistența barei de siliciu este de ordinul 4—10 kΩ.

Dacă emitorul este plasat chiar în centrul barei, el va fi polarizat la +5V față de $B1$.

Cînd tensiunea aplicată emitorului este mai mică de +5V, joncțiunea pn este polarizată invers, iar curentul în circuitul emitor — bază are o valoare mică — regiunea de tăiere OA (fig. 36a).

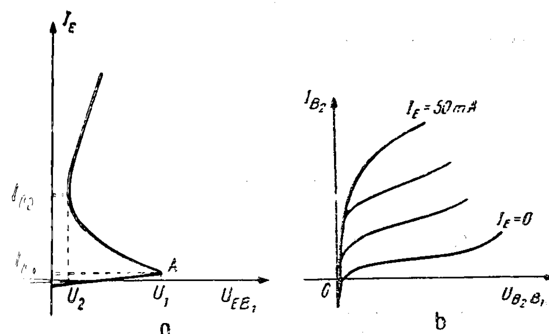


Fig. 36. Caracteristici IU ale unui tranzistor unijoncțiune

Cînd tensiunea U_{EB_1} întrece valoarea +5V, joncțiunea pn se polarizează direct și curentul emitor — bază 1 crește după cum se vede în caracteristică, prezentînd chiar o regiune de rezistență negativă. Din punctul în care teniunea dintre emitor și B1 a atins valoarea minimă U_2 se obține în continuare caracteristica directă a unei joncțiuni pn.

Această regiune se mai numește și regiunea de saturație.

Caracteristicile electrice ale diodelor cu bază dublă sînt:

tensiunea între baze $U_{B_1B_2}$

rezistența între baze $R_{B_1B_2}$

— raportul de divizare intrinsec $\eta = \frac{R_{EB_1}}{R_{B_1B_2}}$

— curentul invers de emitor (rezidual) pentru $U_{B_2E} < \frac{1}{2} U_{B_1B_2}$ I_{EBO}

— curentul emitorului la tensiunea maximă între emitor şi baza 1 I_{E_1}

— curentul emitorului la tensiunea minimă între emitor şi baza 1. I_{E_2}

— tensiunea minimă între emitor şi baza 1 U_2 sau U_{EB_1} *sot*

— curentul de emitor în impuls I_E*

— tensiunea de împuls de vîrf a bazei 1 U_{OB_1}.

Timpii de comutaţie directă şi inversă fiind de ordinul microsecundelor aceste dispozitive se utilizează ca elemente active la oscilatoarele în dinţi de fierăstrău şi multivibratoare.

O altă utilizare o găsesc la comutarea tiristoarelor din starea de conducţie în starea de blocare.

În fig. 37 se reprezintă un redresor comandat al cărui triac este amorsat cu ajutorul unui tranzistor unijoncţiune, conectat într-un circuit convenţional de control al fazei.

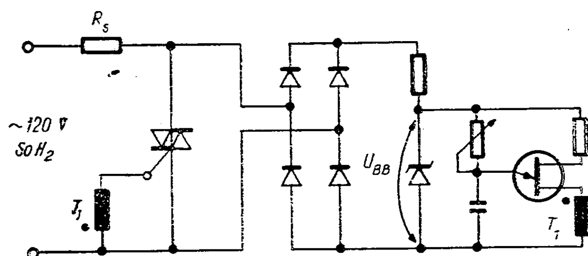


Fig. 37. Redresor controlat manual cu un tranzistor unijoncţiune

8. DIODELE CONTROLATE (TIRISTOARELE)

Simbolul diodelor controlate se prezintă în fig. 38 *a*.

Diodele controlate (cunoscute mult mai bine sub denumirea de *tiristoare*) sînt structuri cu 3 joncţiuni *pn* de tip *pnpn* prevăzute cu un electrod de comandă numit grilă sau poartă, fig. 38*b*. Ele funcţionează stabil numai în două stări (conducţie sau blocare) fiind elemente tipice de comutaţie.

Curentul corespunzător regimului de blocare este curentul unei joncţiuni *pn* polarizată invers, în regimul de conducţie, dioda permiţînd un salt mai mare de curent, urmare a procesului de multiplicare prin avalanşă a purtătorilor de sarcină în regiunea de trecere a colectorului (joncţiunea din mijloc).

Comportamentul acestui dispozitiv fără tensiunea de comandă pe poartă este arătat în caracteristica din fig. 39.

Pentru tensiuni mai mici decît U_{max} dioda controlată este blocată iar la tensiunea U_{max} dioda se deschide. Curentul de conducţie va fi limitat de rezistenţa externă R_s

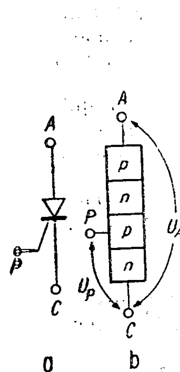


Fig. 38. Tiristorul: *a*. simbol; *b*. structură

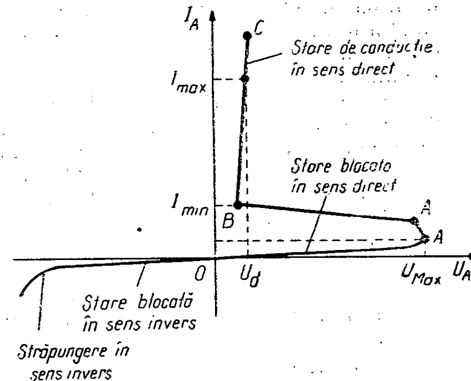


Fig. 39. Caracteristica $I_A - U_A$ a unui tiristor fără comandă pe poartă

Date: R blocare este 10^8—10^9 Ω; U conducţie 2V; R conducţie este de ordinul ohmilor.

Dacă se aplică o mică tensiune, pe poartă în raport cu catodul, tiristorul se deschide pentru tensiuni mai mici decît U_{max} (fig. 40).

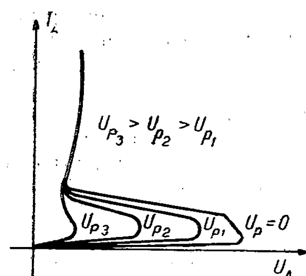


Fig. 40. Caracteristici $I_A - U_A$ ale unui tiristor comandat

Timpul de comutare directă tg (din starea blocată în starea de conducţie) este de ordinul 10^{-8} s minim.

Timpul de comutare inversă tq, adică intervalul de timp dintre momentul în care curentul direct se anulează în urma comutării circuitului anodic şi momentul în care tiristorul în stare blocată poate suporta din nou aplicarea tensiunii fără să se reamorseze este de ordinul 10^{-6} s. (minimum).

Cu cel de-al treilea electrod (poarta) tiristorului i se poate controla doar intrarea în conducţie. Blocarea sa se face anulînd sau inversînd tensiunea anodică sau scăzînd curentul sub valoarea de automenţinere.

Pe baza caracteristicii idealizate din fig. 41 se pot defini următoarele mărimi cracteristice ale tiristoarelor (specificate şi în cataloagele producătorilor).

În zona de conducţie:

I_D — curentul continuu de blocare în sens direct, care circulă prin tiristorul aflat în starea blocată şi polarizat în sensul conducţiei.

U_B — tensiunea de basculare — valoarea tensiunii pozitive pentru care la curent de comandă dat tiristorul trece din starea blocată în starea de conducţie.

U_{BO} — tensiunea de basculare la curent de comandă zero.

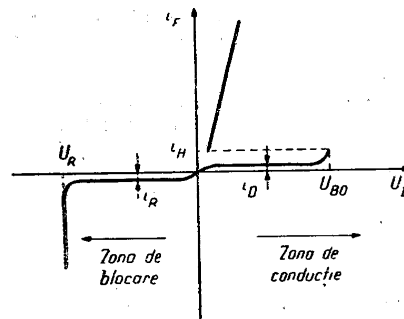


Fig. 41. Caracteristica stilizată a unui tiristor

Ea nu trebuie să fie depăşită, deoarece tiristorul intră în conducţie independent de prezenţa impulsului de comandă.

I_H — curent static de menţinere, curent continuu minim care trebuie să circule prin tiristor pentru ca tiristorul o dată aprins să rămînă în conducţie.

I_{HD} — curent dinamic de menţinere. Valoarea minimă a curentului anodic care trebuie să se stabilească prin tiristori la intrarea în conducţie, această valoare este dependentă de amplitudine, de forma şi de durata impulsului de comandă şi este superioară curentului static de menţinere.

i_F — valoare instantanee a curentului prin tiristorul aflat în stare de conducţie.

I_F — valoarea medie pe o perioadă a i_F

I_N — curent nominal al tiristorului. Valoarea recomandată de fabricant pentru valoarea medie pe o perioadă a curentului de conducţie, pentru o schemă monofazată şi sarcină rezistivă.

Această valoare este dependentă de radiatorul de răcire ales, şi de felul ventilaţiei.

I_{FL} — curent limită de durată. Valoarea medie a curentului de conducţie maxim admis în regim de durată pentru o schemă monofazată şi sarcină rezistivă.

I^2t — integrala limită de sarcină. Reprezintă valoarea maximă admisibilă a integralei în timp a pătratului curentului prin tiristor, calculată pentru 10 ms şi 1 ms.

Este utilă la dimensionarea elementelor de protecție a tiristoarelor (siguranțe, întrerupătoare, automate).

În zona de blocare:

I_R — curent de blocare în sens invers, care trece prin tiristorul polarizat în sens invers conducției.

U_{DRM} U_{RRM} — tensiunea de vîrf maximă admisă în starea blocată, pozitivă sau negativă, periodică.

U_{DSM} U_{RSM} — tensiunea de vîrf maximă admisă în sens pozitiv sau negativ neperiodică.

Mărimi de comandă:

I_G — curent de comandă. Curentul care circulă prin electrodul de comandă (grilă) (poartă).

U_G — tensiunea de comandă, între grilă (poartă) și catod.

Caracteristici dinamice:

t_g — timp de aprindere

t_q — timp de revenire

$(du/dt)_{max}$ — viteza maximă admisă de creștere a tensiunii în sensul conducției. La depășirea acestei valori tiristorul poate trece în conducție fără ca pe grilă să se aplice un impuls de comandă.

$(di_F/dt)_{max}$ — viteza maximă de creștere a curentului; dacă depășește anumite limite în zona centrală apar pierderi suplimentare care duc la încălzirea exagerată a tiristorului și la distrugerea lui.

Caracteristici termice:

T_j — temperatura joncțiunii; valoarea maximă a acestei temperaturi nu trebuie depășită pentru a nu se produce distrugerea tiristorului.

T_c — temperatura carcasei.

T_A — temperatura mediului de răcire. Curentul nominal este dat în funcție de această temperatură.

Se definesc:

— rezistența termică internă $R_{thJC} = \frac{T_j - T_c}{P}$

— rezistența termică externă: $R_{thCA} = \frac{T_c - T_A}{P}$

— rezistență termică totală: $R_{thJA} = \frac{T_j - T_A}{P}$

P — pierderi totale.

Tiristoarele se folosesc în scheme de redresare reglabile („redresoare comandate") avînd caracteristici similare cu cele ale tiratroanelor.

În redresoarele în care intervin tensiuni sau curenți care depășesc performanțele realizabile cu un singur tiristor se recurge la conectarea combinată (în serie sau în paralel) a mai multor tiristoare (la fel ca la diode).

Problemele de disipație și suprasarcini se pun la tiristoare similar ca la diodele redresoare cu siliciu.

În instalațiile de redresare care folosesc ca elemente de redresare și tiristoare, acestea fiind ventile comandabile, tensiunea redresată poate fi redusă, în mod continuu, pînă la valoarea zero, prin întîrzierea semnalului de comandă față de tensiunea aplicată tiristorului (comanda se face pe poarta tiristorului).

În fig. 42 *a, b, c, d, f* se reprezintă scheme de redresare monofazate și trifazate complet comandate.

În fig. 42*g, e* se reprezintă scheme de redresoare în punte semicomandată (monofazate și trifazate) deoarece conțin și diode.

Funcționarea acestor scheme este asemănătoare celor prezentate în capitolul diodei redresoare, dar aici alternanțele sînt secționate corespunzător unghiului de comandă. Valoarea medie a tensiunii redresate în schemele complet comandate în regim de curent neîntrerupt, este:

$$U_{med} = \frac{\sqrt{2}m}{\pi} U_{sin} \frac{\pi}{m} \cos \alpha,$$

unde U este valoarea efectivă a tensiunii de fază; m — numărul de faze (la puntea monofazată $m = 2$; la redresorul trifazat în stea $m = 3$ la puntea trifazată $m = 6$).

La schemele în punte, semicomandate $U = \frac{m}{\pi}\sqrt{2}U_{sin}\frac{\pi}{m} \cdot \frac{1 + \cos\alpha}{2}$ [$m = 2$ la puntea semicomandată monofazată; $m = 6$ la puntea semicomandată trifazată].

[illegible] este unghiul de comandă, considerat din momentul intrării naturale în conducție a tiristorului, dacă n-ar exista întîrziere (dacă ventilul ar fi necomandabil).

Există de asemenea și dispozitive tip tiristor care conduc în ambele sensuri (bidirecționale) ca răspuns la un

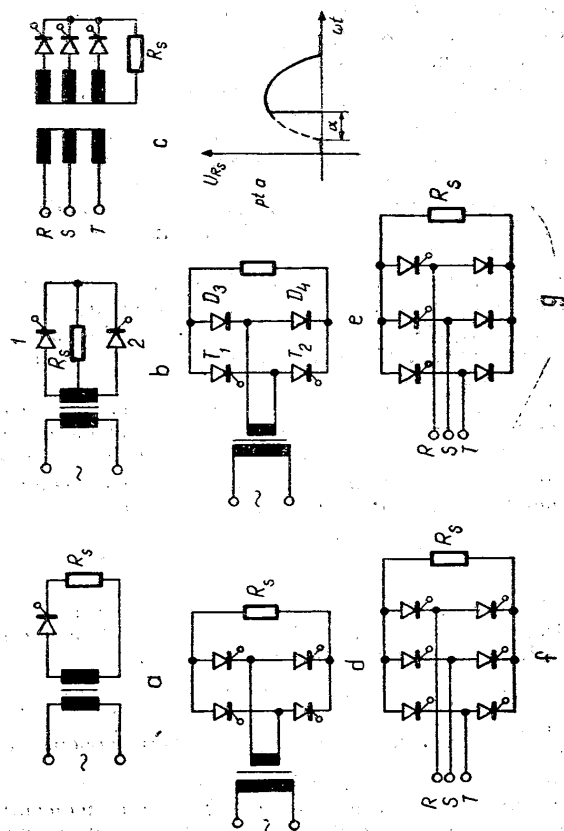


Fig. 42. Scheme de redresoare cu tiristoare monofazate (a, b, c, d, e) şi trifazate (c, f, g)

semnal de poartă pozitiv sau negativ. Ele se numesc triace. Simbolul şi structura de bază a triacului sînt prezentate în fig. 43.

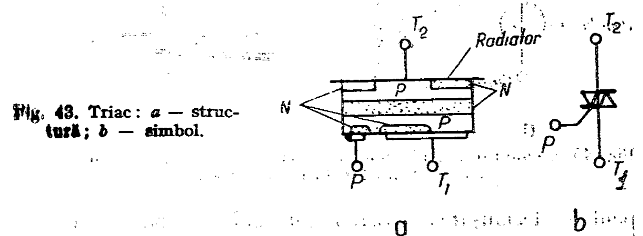


Fig. 43. Triac: *a* — structură; *b* — simbol.

Caracteristica $I-U$ a triacului este prezentată în fig. 44.

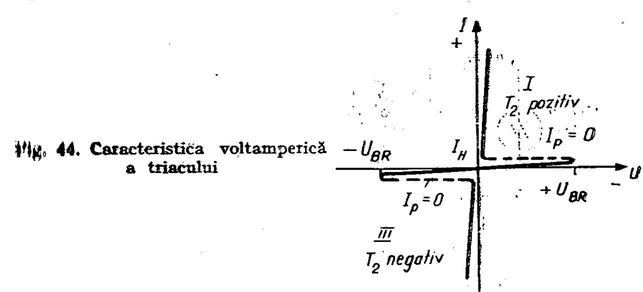


Fig. 44. Caracteristica voltamperică a triacului

Tot dispozitive asemănătoare tiristorului sînt dispozitivele SUS, SBS, dinistorul şi diacul.

SUS sau *comutatorul unilateral cu siliciu* (în limba engleză: *silicon unilateral switch*) este o diodă controlată miniatură avînd o poartă anodică (în locul unei porţi catodice şi o diodă Zener înglobată între poartă şi catod. Simbolul, circuitul echivalent şi caracteristica $I \cdot U$ sînt prezentate în fig. 45.

SBS sau *comutatorul bilateral cu siliciu* (în limba engleză: *silicon bilateral switch*) este o structură formată din două dispozitive conectate invers-paralel. Dat fiind că dispozitivul SBS funcţionează ca un comutator permiţînd trecerea ambelor polarităţi de tensiune, el este folosit

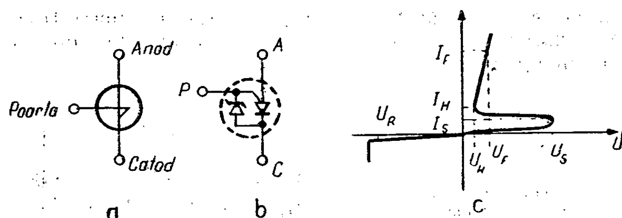


Fig. 45. Comutatorul unilateral din siliciu: *a.* simbol; *b.* circuit echivalent; *c.* caracteristica voltamperică.

pentru declanşarea tiristoarelor bidirecţionale (triacurilor) cu impulsuri de poartă pozitive şi negative, alternante.

Simbolul, circuitul echivalent şi caracteristica $I-U$ sînt prezentate în fig. 46.

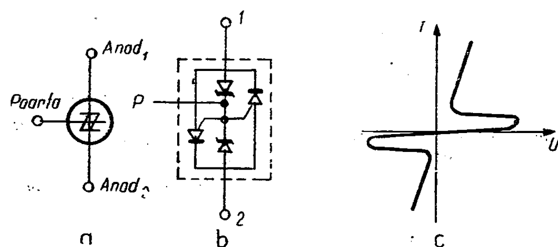


Fig. 46. Comutatorul bilateral din siliciu: *a.* simbol; *b.* circuitul echivalent.

Dinistorul cunoscut şi sub denumirea de *diodă cu patru straturi* sau diodă de comutaţie are o structură asemănătoare cu a tiristorului (*pnpn*), fără electrod de comandă, care la depăşirea unei anuite valori a tensiunii directe aplicate între cei doi electrozi, basculează din starea de blocare în starea de conducţie. Se utilizează în schemele de comandă a tiristoarelor şi a triacurilor (fig. 47).

Dioda de trigherare bilaterală sau *diacul* este dispozitivul electronic semiconductor folosit în oscilatoarele de relaxare şi în circuitele de comutaţie (de exemplu la comanda tiristoarelor şi triacurilor). Diacul basculează (trece în stare de conducţie) la depăşirea unei anumite valori (zeci de volţi) a tensiunii U_{BO} pozitive sau negative aplicate

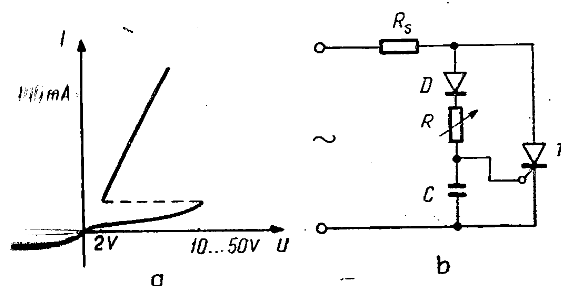


Fig. 47. Dinistorul: *a.* caracteristica I—U; *b.* circuit de comandă pentru tiristor

între electrozi. În fig. 48 este prezentată caracteristica voltamperică a diacului cu o regiune de rezistenţa negativă şi o schemă de comandă cu diac a unui triac folosit drept contactor de curent alternativ. Momentul intrării triacului în conducţie se poate schimba prin modificarea constantei de timp *RC* a circuitului de comandă.

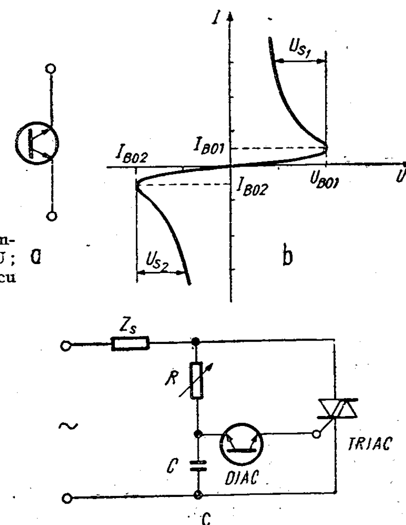


Fig. 48. Diacul: *a.* simbol; *b.* caracteristica IU; *c.* schemă de comandă cu diac.

9. FOTODIODELE

Fotodiodele au simbolul prezentat în figura 49.

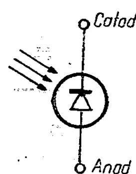


Fig. 49. Simbolul fotodiodei

Fotodiodele sînt diode semiconductoare polarizate invers, bazate pe efectul fotoelectric intern. Sînt astfel construite încît joncțiunea *pn* să poată fi iluminată și curentul invers prin joncțiune depinde — între anumite limite — de intensitatea fluxului luminos incident (fiind în modul, proporțional cu acesta).

Ele sînt deci dispozitive optoelectronice, care transformă radiațiile electromagnetice în energie electrică sau invers. La baza funcționării lor stă efectul fotoelectric.

Efectul fotoelectric este fenomenul care însoțește absorbția sau radiația luminoasă de către un corp solid. Efectul fotoelectric *extern* constă în eliberarea de electroni de către un corp prin iluminarea acestuia cu un fascicul de lumină (emisiune fotoelectrică). Există o energie minimă a cuantelor de lumină (fotonilor) hf_0, dependentă de material, pentru ca acestea să fie capabile să extragă electroni de pe suprafața metalelor sau semiconductoarelor. Dacă energia fotonilor este mai mare, electronii emiși (fotoelectronii) pot să se deplaseze conform ecuației:

$$hF = mV^2/2 + hf_0 \text{ în care;}$$

h este constanta lui Planck f_0 — frecvența corespunzătoare energiei minime a fotonului (lucru de extracție); m — masa electronului; V — viteza maximă a electronului emis.

Efectul fotoelectric extern este aplicat la celulele fotoelectrice, care constau dintr-un tub vidat sau cu gaze inerte, cu doi electrozi, conectat la o tensiune continuă. Tubul conduce numai dacă catodul este iluminat.

Efectul fotoelectric *intern* constă în eliberarea electronilor sub acțiunea luminii în interiorul unui semiconductor. Fotoelectronii rămîn în semiconductor și îi măresc conductivitatea. Se aplică la producerea fotorezistențelor. Fotoconductivitatea descoperită la seleniul pur (W. Smith 1873) a fost evidențiată și în alte substanțe (germaniu, sulfură de plumb, sulfură de cadmiu, etc.)

Efectul fotoelectric intern cu strat de baraj apare la joncțiunea dintre un metal și un semiconductor sau dintre două semiconductoare dopate (cu elemente donoare sau acceptoare de electroni) unde sub acțiunea luminii se produce un cîmp electric imprimat foto voltaic. Se aplică la fabricarea fotoelementelor (convertoare care transformă direct energia luminoasă — solară — în energie electrică) fotodiodelor sau fototranzistoarelor.

Prin fotodiode în lipsa iluminării trece un curent foarte mic — curentul de saturație al unei joncțiuni — numit *„curent de întuneric"*. Pentru fotodiodele cu germaniu, acest curent este de 10—20 μA, iar pentru cele cu siliciu de 1—2 μA. Cînd joncțiunea este iluminată, curentul prin circuit crește, cu atît mai mult, cu cît iluminarea este mai puternică. Aceasta se produce deoarece cuantele de energie absorbite de semiconductor din fluxul luminos incident sparg un număr de legături covalente, producînd perechi electroni — goluri. Cîmpul electric aplicat din exterior determină deplasarea golurilor spre minusul bateriei și a electronilor spre plusul acesteia (fig. 50).

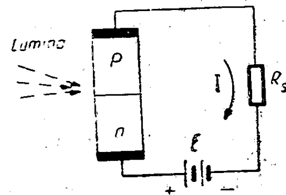


Fig. 50. Fotodioda în circuit

Fotodiodele se utilizează în general exclusiv polarizate invers, deci în cadranul III al caracteristicii I—U din fig. 51.

Curentul invers al fotodiodei iluminate poartă numele de *curent de iluminare* și are valori mult mai mari decît ale curentului de întuneric.

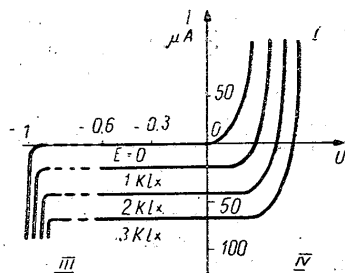


Fig. 51. Caracteristica I U a fotodiodei în funcţie de iluminarea ei

Curentul de iluminare este proporţional cu fluxul luminos incident pe suprafaţa fotosensibilă, fiind independent de valoarea tensiunii inverse (pînă în apropierea tensiunii de străpungere).

În cazul fotodiodelor cu siliciu (material preferat pentru realizarea acestor dispozitive) tensiunile de străpungere sînt de ordinul zeci şi sute de volţi.

Fotodioda poate fi folosită ca celulă fotovoltaică (convertor fotoelectric), dacă lucrează fără polarizare (inversă) exterioară, în cadranul IV (fig. 51) sub acţiunea luminii producîndu-se un cîmp electric imprimat fotovoltaic; dacă s-ar conecta o rezistenţă de sarcină la bornele ei, prin ea ar circula un curent electric (foarte redus) proporţional cu iluminarea externă.

Intersecţiile caracteristicilor din cadranul IV cu axele marchează *„curenţii de scurtcircuit"*, respectiv *„tensiunile electromotoare* (în gol) E_q.

Spre deosebire de celula fotoelectrică, fotodiodele au sensibilitate mai mare, dimensiuni mai mici şi fiabilitate sporită dar un timp de răspuns mai scăzut.

Pentru a răspunde la semnele luminoase cu frecvenţe ridicate s-au realizat fotodiodele Schottky şi fotodiodele P-I-N.

Principalii parametrii ai unei fotodiode sînt:

1. *Sesibilitatea S* este raportul dintre valoarea curentului invers şi valoarea iluminării la care se obţine acest curent (la o anumită tensiune inversă aplicată). Se măsoară în nA/lx sau mA/lm.
2. Tensiunea inversă U_R este tensiunea pînă la care dispozitivul poate fi utilizat în circuit, garantîndu-se buna lui funcţionare.

3. Curentul de întuneric I_D este indicat de producător la o anumită valoare a tensiunii.
4. Timpul de creştere t_r şi de scădere t_f reprezintă intervalul temporal în care curentul variază de la 10% la 90% şi respectiv de la 90% la 10% din valoarea finală la iluminare cu un puls luminos dreptunghiular (fig. 52.)

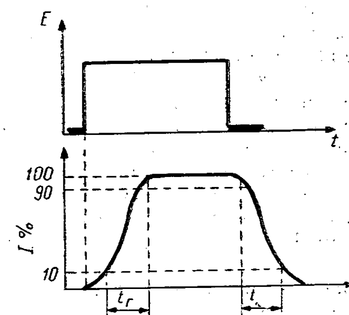


Fig. 52. Răspunsul fotodiodei în funcţie de timp la un impuls luminos dreptunghiular.

5. Sensibilitatea spectrală S indică răspunsul fotodiodei la diferite lungimi de undă ale luminii incidente.
6. Caracteristica de directivitate a unei fotodiode reprezintă variaţia relativă a curentului în funcţie de unghiul de incidenţă a luminii pe suprafaţa fotosensibilă.

Fotodiodele avînd o sensibilitate de ordinul sutelor de mA/lumen îşi găsesc aplicaţii în circuite de comandă, control şi diverse echipamente de automatizare (de ex. la comanda automată a iluminatului exterior).

Poate cea mai spectaculoasă utilizare a lor este realizarea tuburilor videocaptoare (captatoare de imagine) care transformă informaţia purtată de lumină într-o informaţie electrică, aceste tuburi fiind partea esenţială a unei camere de luat vederi în televiziune.

Este interesant de prezentat aici fotodioda Schottky, fotodioda P-I-N, fototranzistorul, fototiristorul, convertorul fotoelectric, bateria solară.

— *Fotodioda Schottky* este formată dintr-un strat metalic depus pe suprafaţa unui semiconductor, metalul fiind astfel ales încît să formeze cu semiconductorul un contact redresor. Funcţionarea acestui tip de fotodiodă este asemănătoare cu a celei cu joncţiune realizată prin difuzie,

însă lipsa stocării sarcinilor electrice conduce la valori mici ale timpilor de comutație (sub 1 ns).

— *Fotodioda P-I-N* permite lucrul cu frecvențe ale semnalului luminos cu două — trei ordine de mărime mai mare decît în cazul fotodiodelor obișnuite. O asemenea fotodiodă are între zona *p* și zona *n* o regiune semiconductoare intrinsecă *I*. Se asigură astfel o distanțare mai mare între regiunea *p* și regiunea *n*, capacitatea dispozitivului micșorîndu-se considerabil.

— *Fototranzistorul* este tranzistorul la care curentul de colector este comandat prin iluminarea uneia din regiunile structurii (baza, emitorul sau colectorul). Contactul bazei nu se mai folosește decît pentru o eventală stabilizare la variația temperaturii.

Principalul avantaj al fototranzistorului este sensibilitatea mare la lumină, de zeci sau sute de ori mai mare decît a unei fotodiode realizate pe același material semiconductor și cu aceeași arie fotosensibilă. Ca dezavantaj față de diodă se menționează valoarea mare a curentului de întuneric care depinde și de temperatură, astfel că funcționarea fototranzistorului este mai mult afectată de creșterea temperaturii decît cea a fotodiodei.

Avînd în vedere aceste considerente, fototranzistoarele se folosesc cu precădere în montaje în care trebuie sesizată doar prezența sau absența luminii și nu o discriminare precisă a nivelelor de luminare.

— Fototiristorul este tiristorul a cărui intrare în conducție se obține prin iluminarea bazelor structurii *pnpn*.

În fig. 53. sînt date caracteristicile voltamperice ale unui fototiristor, cu iluminarea ca parametru.

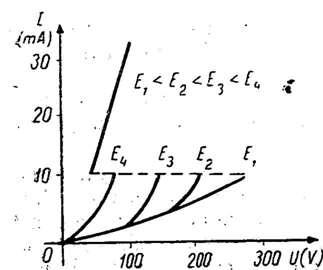


Fig. 53. **Caracteristica $I-U$ fototiristorului**

— *Convertorul fotoelectric* este convertorul care transformă direct energia luminoasă (solară) în energie electrică. Se bazează pe excitarea optică a unei joncțiuni *p—n* dintr-un semiconductor. Convertorul fotoelectric cu siliciu are stratul *n* (cu conductivitate electronică) obținut prin impurificare cu fosfor pentavalent, iar stratul de tip *p*, cu conductivitate dată de deplasarea „golurilor", obținut prin dopare cu bor trivalent.

În stratul de baraj (cu o grosime de $10^{-6} \ldots 10^{-7}$m) practic nu există purtători liberi de sarcină. Prin absorbția unei cuante de lumină (foton) se separă o pereche de purtători de sarcină gol — electron, care sub influența cîmpului electric din stratul de baraj se orientează electronii încarcă negativ-stratul *n*, apărînd un cîmp electric imprimat fotovoltaic fenomen numit efect fotoelectric intern cu strat de baraj.

Randamentul maxim se obține pentru o bandă interzisă de 1 ... 2 eV (6 ... 20%). Materialele utilizate sînt: Si, CdS, CdTe, AsCa, etc. Convertorul fotoelectric se folosește la măsurarea iluminării (luxmetrul fotoelectric) în tehnica fotografică (exponometru) iar mai multe conectate în serie și în paralel ca baterii solare.

Convertorul fotoelectric mai este cunoscut sub denumirile de fotoelement, convertor fotovoltaic, celulă fotovoltaică, pilă solară.

— *Bateria solară* este bateria formată din convertoare fotoelectrice. Ea poate conține zeci de mii de elemente, a căror suprafață nu depășește cîțiva cm², conectate în serie și în paralel.

Pentru ca enegia electrică dată de bateriile solare să fie disponibilă și în perioada fără soare, acestea funcționează în tampon cu o baterie de acumulatoare. Bateriile solare se utilizează ca surse de energie pentru sateliți și nave cosmice (de ex. misiunile Apollo au dispus de baterii solare de 10 kW, cu o suprafață totală a celor 4 aripi de 110 m²) sau ca surse de energie de ordinul Kilowaților pentru locuințe izolate (de ex. stații meteorologice).

Bateriile solare de puteri mici (de ordinul mW) se folosesc la alimentarea schemelor de microelectronică (ceasuri, calculatoare), sau a organelor artificiale implantate în organismul uman. Bateriile solare de puteri mari, în scopuri energetice, ar trebui plasate, în afara efectelor de filtrare ale atmosferei Pămîntului.

Randamentul maxim obținut la bateriile solare actuale (la fotoelementele de arsenură de galiu, acoperite cu un strat subțire de A_s Al Ga) este de 22%.

10. DIODELE ELECTROLUMINESCENTE

Simbolul diodei electroluminescente este prezentat în fig. 54.

Diodele electroluminescente au proprietatea de a emite lumină atunci cînd sînt direct polarizate.



Fig. 54. Simbolul diodei electroluminescente

Ele sînt cunoscute și sub numele de LED-uri (în limba engleză *Light Emitting Diode*).

Diodele electroluminescente se realizează din compuși ai galiului (Ga) cu elemente trivalente sau pentavalente formînd Ga As, GaP, Ga A_sP, etc. Joncțiunile realizate cu Ga As emit radiații electromagnetice în domeniul infraroșu, iar introducerea atomilor de fosfor va deplasa maximul de emisie spre regiunea vizibilă a spectrului.

Astăzi se realizează curent LED-uri emițind lumină de culoare roșie, galbenă sau verde (cu GaP lumina este roșie sau verde în funcție de dopant, cu Ga AsP lumina este roșie, cu SiC lumina este galbenă).

Parametrii electrici ai diodelor electroluminescente sînt identici cu cei ai diodelor obișnuite:

— curentul direct maxim ($I_F max$) are valori de ordinul zecilor de miliamperi.

— tensiunea de deschidere a joncțiunii U_F variază de la 1,2 V pentru diodele electroluminescente ce emit în infraroșu pînă la 3 V pentru cele ce emit lumină verde.

— tensiunea inversă U_R poate avea valoarea maximă de cîțiva volți.

Dioda electroluminescentă se caracterizează și prin:

— caracteristica spectrală — exprimînd dependența intensității luminii emise de lungimea de undă a acesteia

— randamentul de conversie.

Parametrul ce definește calitatea unei LED este *intensitatea radiației electromagnetice emise*. În acest sens, diodele electroluminescente ce emit în domeniul vizibil sînt caracterizate de intensitatea luminoasă I_V, măsurată în milicandele, iar cele cu emisie în infraroșu, de intensitatea radiantă. I_e măsurată în mW/steradian.

Atît I_V cît și I_e variază liniar în funcție de curentul ce trece prin dispozitiv, pentru o gamă largă de valori ale acestuia. (fig. 55)

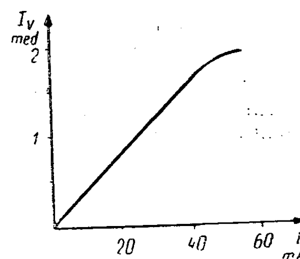


Fig. 55. Dependența intensității luminoase a unui LED cu curentul direct

La curenți mari dependența nu mai este liniară, aceasta datorîndu-se pe de o parte încălzirii dispozitivului, iar pe de altă parte unor efecte cuantice ce apar în cazul densităților mari de curent de joncțiune.

Ca și în cazul dispozitivelor a căror funcționare se bazează pe absorbția luminii, la diodele electroluminescente se definesc doi timpi de răspuns: *timpul de creștere t_r* și *timpul de scădere t_f*. Ei reprezintă intervalele temporale în care intensitatea luminoasă (sau radiantă) crește de la 10% la 90% respectiv scade de la 90% la 10% din valoarea maximă atinsă atunci cînd diodei electroluminescente i se aplică un impuls dreptunghiular de curent.

Ei sînt de ordinul nanosecundelor în cazul emisiei în infraroșu.

Pe caracteristica curent-tensiune a diodei electroluminescente, punctul de funcționare *M* se alege pe porțiunea din cadranul I deoarece lumina se emite atunci cînd dispozitivul este direct polarizat (fig. 10.3.)

Curentul I_F care corespunde acestui punct este limitat de o rezistență electrică *R* conectată în serie cu LED-ul.

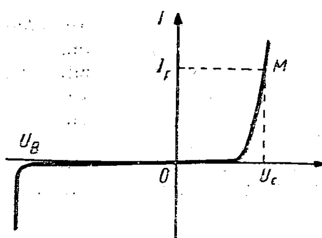


Fig. 56. Caracteristica curent-tensiune pentru un LED

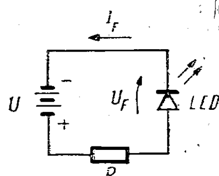


Fig. 57. Montarea LED-ului într-un circuit

Valoarea acestei rezistențe se determină în funcție de curentul I_F, tensiunile U_F și U cu relația:

$$R = \frac{U - U_F}{I_F}$$

U_F este tensiunea directă pe diodă electroluminescentă, iar U tensiunea la bornele sursei de alimentare (fig. 57). Curentul mic necesar „aprinderii" LED-urilor fac ca acestea să fie preferate becurilor cu incandescență, iar tensiunea redusă necesară funcționării lor — becurilor cu descărcare în gaz inert.

Printr-o tehnologie specială se pot realiza diode electroluminescente a căror lumină emisă să aibă caracteristicile luminii laser — monocromaticitate pronunțată, directivitate, coerență și o intensitate deosebit de mare.

Acest tip de dispozitiv poartă numele de diodă laser sau laser cu injecție.

Dispozitivul format dintr-un emițător și un receptor de lumină, așezați față în față la distanță mică, în aceeași capsulă poartă numele de cuplor optic (sau opto-cuplor).

Există o diversitate foarte mare de cuploare optice.

Teoretic se poate folosi orice fel de dispozitiv fotoemisiv (bec cu incandescență sau cu descărcare, diode electroluminescente) și orice tip de fotodetector (celulă fotovoltaică, fotorezistor, fotodiodă, fototranzistor, fototiristor), cu condiția ca spectrul de emisie să corespundă într-o oarecare măsură cu sensibilitatea spectrală a detectorului de lumină.

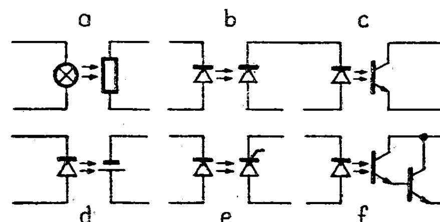


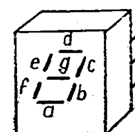
Fig. 58. Structuri posibile pentru cuploarele optice

În fig. 58 sînt prezentate structuri posibile de optocuploare:

a. bec cu incandescență fotorezistor
b. LED — fotodiodă
c. LED — fototranzistor
d. LED — celulă fotovoltaică
e. LED — fototiristor
f. LED — fotodarlington (fototranzistor în conexiune Darlington.

Diodele electroluminescente sînt folosite pe scară largă în construcția afișoarelor numerice. În fig. 59 este înfățișat un astfel de afișor cu șapte segmente (notate *a, b, c, d, e, f, g*) cu care se opt afișa cifre de la 0 la 9. Fiecare segment conține un LED care necesită pentru alimentare circa 1,6 V la 20 mA. Schema montajului de afișare a cifrelor este prezentată în fig. 60.

Fig. 59. Afișor numeric



Observăm că LED-urile cu anodul comun, sînt alimentate prin cîte un rezistor de limitare a curentului; prin intermediul unor diode cu siliciu ele pot fi deschise (luminate) sau stinse selectiv în funcție de poziția comutatorului de comandă K.

Fiecare poziție a comutatorului se traduce printr-o combinație de segmente aprinse care reprezintă o cifră.

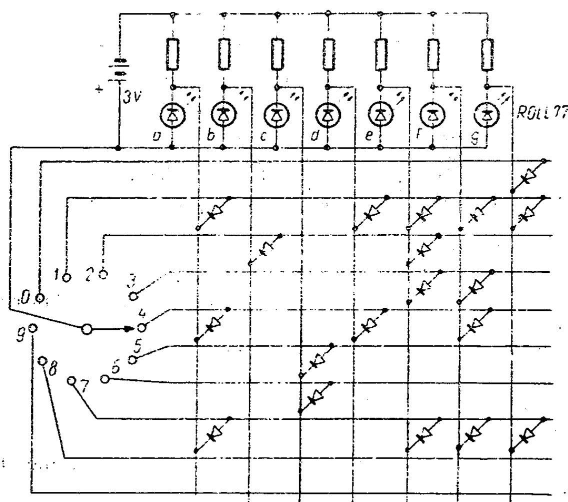


Fig. 60. Schema montajului de afişare a cifrelor

Denumirea „decodor" dată circuitelor de acest fel provine din faptul că la intrare se aplică un semnal în „cod zecimal" prin unul din conductoarele orizontale şi la ieşire se obţine un semnal pe anumite conductoare verticale, conform altui cod astfel încît să rezulte imaginea unui anumite cifre.

Deci se face o schimbare a codului, o decodificare.

În schemă se pot utiliza elemente de afişare ROL 77 şi diode redresoare 1 N4001 sau similare.

PARTEA II:

TRANZISTOARE

Tranzistorul este un dispozitiv a cărui funcţionare se bazează pe fenomenele fizice care se produc la suprafeţele de contact, dintre anumite corpuri semiconductoare.

Studiul intensiv al proprietăţilor materialelor semiconductoare începe în anul 1948 an în care John Bardeen şi Walter Brattain anunţă realizarea primului amplificator cu corp solid, primul tranzistor cu contacte punctuale.

În anul următor, William Shockley realizează tranzistorul bipolar cu joncţiuni, prezentînd în acelaşi timp şi teoria funcţionării acestui nou dispozitiv electronic care avea să revoluţioneze tehnica.

Ca şi tubul electronic cu vid, tranzistorul serveşte la producerea, amplificarea, comutarea şi redresarea oscilaţiilor şi impulsurilor electrice. Ca ordin de mărime un tranzistor ocupă a mia parte din volumul are o sută parte din greutatea şi consumă a zecea parte din puterea unui tub electronic cu vid.

După cum se ştie curentul electric reprezintă deplasarea electronilor între două puncte ale unui corp. Prin plecarea sa, fiecare electron lasă vacant un „gol" în care poate să intre, mai tîrziu, alt electron sosit de la atomii învecinaţi ai corpului în care are loc fenomenul.

Se ştie de asemenea că prin încălzirea peste o anumită limită, toate corpurile conductoare şi semiconductoare pot emite electroni. Pentru fiecare temperatură există o proporţie anumită de perechi „electroni + goluri" care se generează termic.

În cazul corpurilor semiconductoare, numărul de electroni liberi şi de „goluri" creşte odată cu temperatura şi ca o consecinţă creşte şi conductivitatea electrică a corpului, spre deosebire de conductoare la care conductivitatea electrică scade cu temperatura.

Un semiconductor tipic este germaniul, care constituie un element de bază în fabricația tranzistoarelor. Cristalul de germaniu pur este un izolant d.p.d.v. electric (un dielectric). Dacă însă în el se introduc anumite tipuri de impurități (fosfor, arseniu, stibiu) acesta devine conductibil. Aceste impurități se numesc donori, întrucît donează electroni semiconductorului iar conductibilitatea electronică ce ia naștere se numește de tipul n (prin deplasarea de sarcini negative).

Conductibilitatea poate fi obținută însă și prin creerea artificială de „goluri" devenite succesiv disponibile pentru acceptarea unui electron.

În acest caz în rețeaua cristalină se introduc alte tipuri de impurități (bor, aluminiu, galiu sau indiu) care dau naștere „golurilor" din rețeaua cristalină, captînd (acceptînd) electroni. Aceste impurități se numesc acceptori, iar conductibilitatea care apare se numește „de goluri" sau de tip *p*, fiindcă deplasarea golurilor în semiconductoare, poate fi echivalentă cu deplasarea unor sarcini pozitive.

Un cristal de germaniu cu 2 regiuni (de tip *p* și *n*) alăturate se numește joncțiune *pn*.

După modul în care se realizează trecerea curentului electric prin ele, tranzistoarele se împart în două mari categorii).

1. *tranzistoare bipolare* unde la conducția curentului electric participă atît electronii cît și golurile; deci două feluri de purtători de sarcină (majoritari și minoritari).

2. *tranzistoare unipolare* (monopolare) la care la conducția curentului electric participă numai un singur fel de purtători de sarcină fie electroni, fie goluri.

Un exemplu tipic de dispozitiv bipolar, este tranzistorul „clasic" la care controlul valorii curentului care îl străbate este o consecință a unor fenomene de injecție și transport ale purtătorilor minoritari. Exemplul tipic de dispozitiv unipolar este *tranzistorul cu efect de cîmp* (TEC) (în limba engleză FET — *field effect tranzistor*) la care controlul curentului care trece prin dispozitiv se face cu ajutorul unui cîmp electric ce variază rezistența electrică a căii de trecere a curentului (cîmpul electric fiind perpendicular pe calea de trecere a curentului numită și canal).

În funcție de modul în care se poate obține un canal a cărei rezistență electrică să depindă de cîmpul electric se deosebesc două tipuri de TEC.

— cu poartă (grilă) joncțiune (tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune TEC—J);

— cu poartă (grilă) izolată (tranzistoare cu efect de cîmp cu grilă izolată TEC—MIS (Metal-Izolant-Semiconductor) sau TEC MOS (Metal-oxid-semiconductor) deoarece des folosit ca izolant este dioxidul de siliciu SiO_2).

1. TRANZISTOARE BIPOLARE

1.1. Descrierea funcționării lor

Tranzistoarele bipolare reprezintă clasa cea mai larg folosită de dispozitive active de comandă. Ele constau în esență dintr-un monocristal semiconductor împărțit în 3 regiuni distincte prin impuritățile de tip *p* sau *n*, introduse în ele și despărțite prin două joncțiuni p n p sau n p n . Cele două joncțiuni se numesc joncțiunea emitoare și joncțiunea colectoare în funcție de rolul lor în funcționarea tranzistorului. Cele 3 regiuni ale monocristalului se numesc emitor, bază, colector tot în funcție de rolul lor în funcționarea tranzistorului (fig. 1).

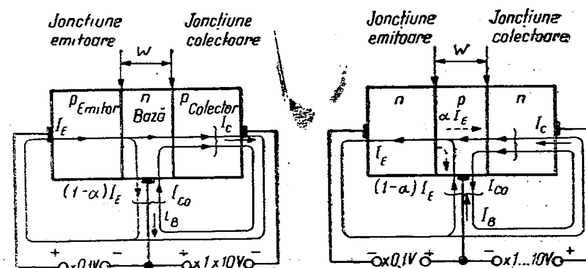


Fig. 1. *a.* Tranzistorul *pnp* la polarizare normală; *b.* Tranzistorul *npn* la polarizare normală

Ilustrativ tranzistorul poate fi considerat ca un „sand-viș" alcătuit dintr-un strat de tip n (sau p) la mijloc între două straturi de tip p (sau n) (fig. 2).

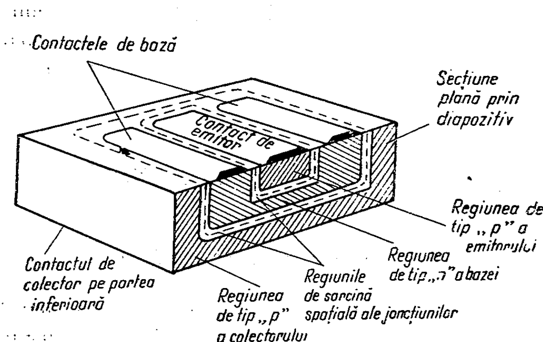


Fig. 2. Structura de bază a unui tranzistor bipolar cu joncțiuni (desenul nu este la scară)

În funcționarea normală, joncțiunea emitoare a tranzistorului este polarizată direct iar cea colectoare invers.

În aceste condiții se spune că tranzistorul lucrează în regiunea activă normală (RAN).

Dacă joncțiunea emitoare este polarizată invers și cea colectoare direct, tranzistorul lucrează în regiunea activă inversă (RAI).

Dacă baza ar avea o grosime W mare, cele 2 joncțiuni ar fi independente și ar fi străbătute, prima de curentul său direct care ar crește repede cu polarizarea, iar cea de a doua de curentul său invers de saturație, practic constant pentru polarizări uzuale.

Deoarece însă, prin construcție, baza este foarte subțire (grosimea W este mult mai mică decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari) de ordinul zecimilor de mm și foarte slab dotată cu impurități, curentul de emitor va traversa și joncțiunea colectoare prin așa numitul „efect de tranzistor".

Pentru caracterizarea modului de distribuție a curenților în bază s-au introdus mărimile:

- factorul de amplificare în curent emitor-colector [α]

$$\alpha = \frac{\text{componenta curentului de colector datorită emitorului}}{\text{curentul de emitor}}$$

- factorul de amplificare în curent—bază—colector [β]

$$\beta = \frac{\text{componenta curentului de colector datorită emitorului}}{\text{componenta curentului de bază datorită emitorului}}$$

Între α și β există relațiile $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$

Pentru tranzistoarele uzuale

$$\alpha = 0{,}95 - 0{,}995 \qquad \beta = 20 - 200.$$

Relația fundamentală a funcționării unui tranzistor este;

$i_C = i_{CBO} + \alpha i_E$

i_C = curentul de colector

i_E = curentul de emitor

i_B = curentul de bază

i_{CBO} = curentul rezidual al colectorului, adică curentul colectorului (polarizat invers față de bază) pt. $i_E = 0$, (deci cu emitorul în circuitul deschis) este de ordinul 10 μA pentru tranzistoarele cu germaniu și 0,1 μA pentru tranzistoarele cu siliciu.

În teoria inițială a funcționării tranzistoarelor s-a considerat că fenomenele din tranzistor depind de o singură coordonată, în lungul axei ce trece perpendicular pe joncțiuni; ipoteza este cu atît mai apropiată de realitate cu cît joncțiunile sînt mai plane și efectele superficiale mai reduse.

În general, în analiza funcționării fizice a tranzistoarelor bipolare se tratează numai tipul pnp. Comportarea fundamentală a structurilor npn este similară, toate tensiunile și toți curenții avînd semne contrare.

Simbolul standard pentru tranzistoarele bipolare pnp și npn este arătat în figura 3 a și b.

Se observă că terminalul emitorului este pus în evidență printr-o săgeată orientată în sensul convențional în care circulă curentul de emitor atunci cînd tranzistorul lucrează

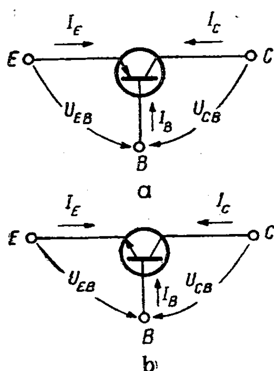


Fig. 3 *a*. **Simbolul tranzistorului *pnp***
b. **Simbolul tranzistorului *npn***

în regiunea activă, adică cu joncțiunea emitorului polarizată direct și cu cea a colectorului invers.

Notațiile pentru curenții și tensiunile la borne, sînt notații standard pentru tranzistoare: pentru desemnarea regimurilor (mărimilor) statice se folosesc litere majuscule avînd majuscule ca indici. Astfel I_E, U_{EB} și celelalte notații sînt fiecare constante sau variază atît de încet încît relațiile dintre ele sînt în esență aceleași cu relațiile pentru regimul static. Pentru a desemna *valorile instantanee* ale variabilelor au fost folosite litere mici (de rînd).

Curentul care circulă între emitor și colector (perpendicular pe joncțiuni) este controlat direct de tensiunea pe joncțiunea emitorului și este în esență independent de tensiunea pe joncțiunea colectorului.

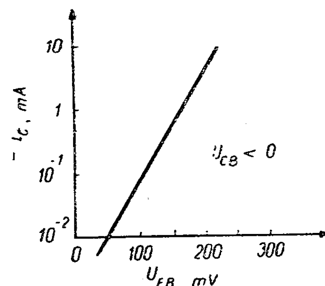
Curentul de colector este numai cu puțin mai mic decît curentul de emitor, iar curentul de bază este mult mai mic decît amîndoi. Această situație se obține atîta timp cît joncțiunea colectorului este polarizată invers; curentul ce traversează baza este practic independent de valoarea tensiunii inverse.

Prin urmare, tranzistorul are o tensiune emitor-bază, corespunzătoare polarizării directe a joncțiunii emitorului și produce un curent de colector independent de tensiunea colector-bază, cu condiția ca joncțiunea colectorului să fie polarizată invers.

El poate fi privit la borna colectorului ca un generator de curent dependent comandat de o altă variabilă. „Controlul" asupra generatorului dependent din colector poate fi înțeles în mai multe moduri:

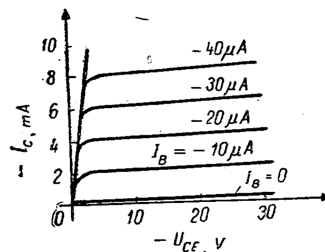
1. Curentul de colector este comandat de tensiunea emitor-bază și crește rapid cu creșterea tensiunii directe pe joncțiunea emitorului. Conform studiului asupra joncțiunii *pn* este de așteptat ca dependența să fie exponențială lucru confirmat și de caracteristica din fig. 4 în care este trasat în coordonate semilogaritmice, curentul de colector în funcție de tensiunea emitor-bază pentru un tranzistor cu germaniu.

Fig. 4. Curentul de colector în funcție de tensiunea emitor-bază



2. Curentul de colector este comandat de curentul de bază. Acest punct de vedere stă la baza unui set de caracteristici statice ale tranzistorului în care curentul de colector este trasat în funcție de tensiunea colector-emitor avînd ca parametru curentul de bază.

Fig. 5. Caracteristica de ieșir cu emitorul comun



O asemenea familie de caracteristici este arătată în fig. 5; ea este familia caracteristicilor de ieșire cu emitorul comun.

3. Curentul de colector este comandat prin curentul de emitor. În general acest punct de vedere nu este util pentru descrierea electrică a dispozitivului, din cauză că în majoritatea circuitelor practice cu tranzistoare „semnalul de intrare" se aplică în bază și deoarece curenții de colector și de emitor sînt aproximativ egali.

Relația între curentul de emitor și tensiunea emitor-bază are aceeași formă cu caracteristica $I-U$ a unei diode idealizate cu joncțiune *pn*. Din această cauză, comportarea tranzistorului la bornele emitor-bază poate fi modelată utilizînd o diodă idealizată cu joncțiune (fig. 6*a*).

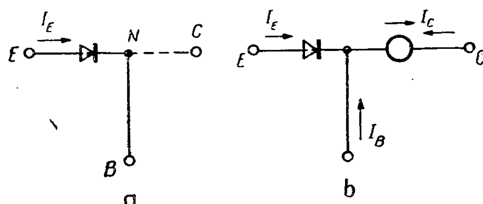


Fig. 6. *a*. Circuit echivalent parțial la bornele emitor-bază în comportarea statică în regim activ *b*. Circuit echivalent complet

Dependența exponențială a curentului de colector de tensiunea emitor-bază și independența sa de tensiunea colector-bază pot fi modelate cu ajutorul unui generator de curent dependent sau controlat fig. 6*b*.

Un generator dependent se deosebește de unul independent (care este un concept familiar în teoria elementară a circuitelor) doar prin faptul că valoarea sa nu este fixă ci depinde de o anumită variabil din circuit.

Astfel generatorul de curent controlat din fig. 6*b* furnizează în colector un curent care depinde în mod explicit de o tensiune din altă parte a circuitului și anume de tensiunea la bornele emitor-bază U_{EB}

În nodul N din fig. 6 *a* se poate scrie relația;

$$I_E + I_B + I_C = 0$$

și $I_E = -(I_B + I_C)$

$$I_E = I_S\left(e^{q\frac{U_{EB}}{KT}} - 1\right)$$

$$I_B = \delta I_E = \delta I_S\left(e^{q\frac{U_{EB}}{KT}} - 1\right)$$

$$I_C = (1 - \delta)\cdot I_S\cdot\left(e^{q\frac{U_{EB}}{KT}} - 1\right)$$

Curentul de bază se exprimă ca o fracție a curentului de emitor

$\frac{KT}{q}$ este tensiunea termică U_T egală cu 25 mV la 17 °C

q = sarcina electronului (notată și cu $e = 1{,}6\cdot 10^{-19}$ C)
K = constanta lui Boltzmann = $1{,}37\cdot 10^{-23}$ J/°K
T = temperatura absolută [°K]
δ = coeficient numit „pierdere în bază", sau „defect în bază" are valori de ordinul $10^{-1} \ldots 10^{-3}$

Valoarea sa este greu de controlat cu precizie în proiectarea și fabricarea tranzistoarelor. Astfel un grup de tranzistoare de același tip pot avea o împrăștiere a valorilor lui δ chiar în raport de 1 la 10. Rapoartele modulelor curenților sînt independente de U_{EB} și I_S și depind numai de δ.

1. $\left|\frac{I_C}{I_E}\right| = 1 - \delta = \alpha$ — α este factorul de amplificare statică de curent în circuit cu baza comună, este foarte apropiat de 1.

2. $\left|\frac{I_C}{I_B}\right| = \frac{1-\delta}{\delta} = \beta$ — β este factorul de amplificare statică de curent în circuit cu emitorul comun.

$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$; $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ — variază între 10 și 10^3

Dacă semnalul de intrare se aplică la bornele emitor-bază și ieșirea este considerată la bornele colector-bază, se spune că tranzistorul funcționează în conexiunea cu baza comună fig. 7 *a*. Dacă borna comună este emitorul, conexiunea este cea cu emitorul comun fig. 7 *b*.

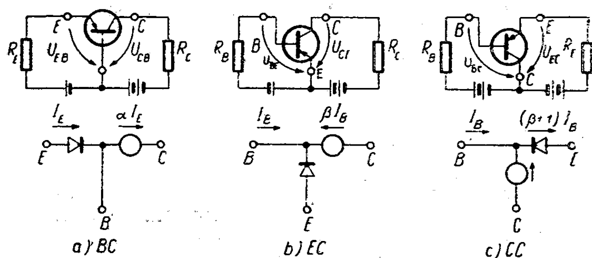


Fig. 7. Scheme de conectare a tranzistoarelor
a. conexiunea cu baza comună BC b. conexiunea cu emitorul comun EC
c. conexiunea cu colectorul comun CC

Dacă borna comună este colectorul, conexiunea este cea cu colectorul comun fig. 7 *c*.

Pentru conexiunea cu baza comună *BC*, mărimile electrice de intrare sînt curentul de emitor I_E și tensiunea emitor-bază U_{EB}, iar mărimile electrice de ieșire sînt curentul de colector I_C și tensiunea colector bază U_{CB}.

Pentru conexiunea cu emitorul comun *EC*, mărimile electrice de intrare sînt curentul de bază I_B și tensiunea bază-emitor U_{BE}, iar mărimile electrice de ieșire sînt curentul de colector I_C și tensiunea colector-emitor U_{CE}.

Pentru conexiunea cu colectorul comun *CC*, mărimile electrice de intrare sînt curentul de bază I_B și tensiunea bază colector U_{BC}, iar mărimile de ieșire sînt curentul de emitor I_E și tensiunea emitor colector U_{EC}.

Alegerea uneia din cele trei conexiuni este condiționată de mărimile impedanțelor sau rezistențelor de intrare și ieșire precum și de amplificările de tensiune, curent și putere dorite. Cea mai des folosită este conexiunea EC.

Toate discuțiile, calculele și circuitele echivalente prezentate pînă acum se bazează pe două presupuneri, privind condițiile electrice de funcționare ale tranzistorului:

1. Joncțiunea emitorului este polarizată direct: tot timpul am presupus că tensiunea directă pe această joncțiune este mult mai mare decît $U_T = \frac{kT}{q}$
2. Joncțiunea colectorului este polarizată invers cu valori ale tensiunii mult mai mari decît $U_T = \frac{kT}{q}$ (în valoare absolută)

Aceste condiții definesc limitele regiunii active: modelele deduse pot fi folosite pentru analiza circuitelor numai dacă tranzistorul este în regiunea activă. Un mod de a părăsi regiunea activă este ca joncțiunea emitorului să devină invers polarizată. Se spune atunci că tranzistorul este blocat (tăiat). În regiunea de tăiere curenții la borne sînt cu toții foarte mici (de ordinul I_{CBO} sau I_S) și independenți de tensiunile pe joncțiuni.

În prima aproximație, comportarea electrică a unui tranzistor în regiunea de tăiere poate fi modelată printr-un circuit deschis, după cum se arată în fig. 8 *a*.

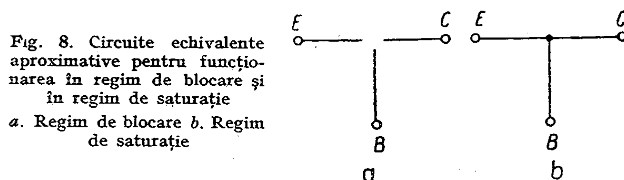


Fig. 8. Circuite echivalente aproximative pentru funcționarea în regim de blocare și în regim de saturație
a. Regim de blocare b. Regim de saturație

Tranzistorul poate de asemenea să părăsească regiunea activă dacă joncțiunea colectorului devine polarizată direct. Se spune atunci că dispozitivul este saturat. Tensiunile pe cele două joncțiuni polarizate direct sînt mici și relativ independente de curenți. Într-o primă aproximație, comportarea electrică a unui tranzistor saturat, poate fi modelată printr-un scurtcircuit după cum se arată în fig. 8 *b*.

În figura 9 se reprezintă unul din modurile în care un tranzistor bipolar *pnp* poate fi folosit în circuit ca dispozitiv de control și de amplificare. Colectorul și emitorul fac parte dintr-un circuit ce conține o sursă de tensiune continuă, de valoare constantă E_C și o sarcină constituită din rezistența R_S. Circuitul de intrare, alcătuit din E_B și R_B este conectat între bază și emitor. Deoarece terminalul emitorului face parte atît din circuitul de intrare cît și din cel de ieșire, circuitul acesta formează exemplul tipic de configurație cu emitorul comun.

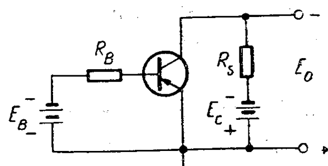


Fig. 9. Amplificator cu emitorul comun

Este convenabil să reprezentăm dispozitivul prin unul din modelele statice pentru regiunea activă (fig. 7 *b*) în care dioda fiind permanent deschisă a fost înlocuită printr-un scurtcircuit (cazul mai simplu). Avem acum de-a face cu un circuit electric obişnuit, fig. 10.

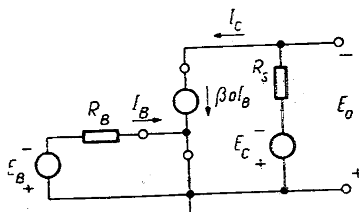


Fig. 10. Circuitul din figura 9 în care tranzistorul a fost înlocuit cu circuitul său echivalent

$$I_B = -\frac{E_B}{R_B}$$

$$E_0 = E_c + I_c R_S = E_c + \beta I_B R_S = E_C - \beta \frac{R_S}{R_B} E_B$$

Această ecuaţie arată că tensiunea de ieşire a amplificatorului E_0 este mult mai sensibilă la variaţiile tensiunii E_B decît la cele ale tensiunii E_c

Într-adevăr : $\left.\frac{\Delta E_0}{\Delta E_C}\right|_{E_B \text{ constant}} = 1$

în timp ce $\left.\frac{\Delta E_0}{\Delta E_B}\right|_{E_c \text{ constant}} = \beta \frac{R_S}{R_B} = A_U$

Considerînd valorile uzuale $R_S = R_B = 1\,\mathrm{k}\Omega$ şi $\beta = 100$, E_0 va varia cu 100 mV pentru o variaţie de un milivolt la E_B. Se spune astfel că circuitul posedă importanta şi folositoarea proprietate de a produce amplificare de tensiune. Circuitul are de asemenea proprietatea de a produce amplificare de curent. Variaţia curentului de ieşire (de colector) produsă de o variaţie a curentului de intrare (de bază) este

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta I_B} = \beta = A_I$$

Pentru valorile numerice introduse mai înainte o variaţie de un microamper a curentului I_B produce o variaţie de 100 μA pentru I_C.

Tranzistoarele nu sînt folosite în circuite pentru că ar avea fie amplificare de tensiune, fie de curent (fiecare dintre acestea ar putea fi realizată separat cu cîte un transformator) ci pentru că ambele pot fi realizate simultan cu un acelaşi circuit, făcînd astfel posibilă amplificarea de putere.

Puterea furnizată circuitului de sursa de intrare este:

$$P_{in} = -E_B I_B = I_B^2 R_B$$

Puterea furnizată circuitului de sursa E_c este:

$$-E_c I_c = -E_0 I_c + I_c^2 R_s$$

Primul termen din partea dreaptă este puterea cedată tranzistorului (şi disipată de acesta prin căldură) iar al doilea termen din dreapta este puterea cedată rezistenţei de sarcină. Raportul dintre puterea dezvoltată în sarcină şi puterea furnizată de sursa de intrare este:

$$\frac{P_{\text{sarcină}}}{P_{\text{intrare}}} = \left(\frac{I_c}{I_B}\right)^2 \cdot \frac{R_s}{R_B} = \beta^2 \frac{R_s}{R_B} = A_P$$

Acest raport, care poate fi numit amplificarea de putere a circuitului are o valoare de 10^4 pentru valorile elementelor folosite mai sus. Se observă că el este produsul între amplificarea de tensiune şi amplificarea de curent.

$$A_P = A_U \times A_I$$

Cele de mai sus ilustrează rolul tranzistorului ca dispozitiv de comandă de putere.

Puterea eliberată în sarcină de către sursa E_c este controlată de variabila de intrare E_B. Mai mult, acest control se realizează cu un consum mic de putere la intrare.

Este interesant a prezenta aici ecuațiile Ebers-Moll cu ajutorul cărora curenții unui tranzistor cu anumiți parametri pot fi deduși prin calcul.

Ecuațiile deduse de J. J. Ebers și J. L. Moll descriu comportarea tranzistorului pentru orice fel de polarizări aplicate joncțiunilor, pentru toate cele trei regimuri de funcționare (blocat, activ, saturat).

Tot ele conduc la un circuit echivalent de regim staționar al tranzistorului, valabil pentru orice polarizări aplicate celor două joncțiuni (cu generatoare de curent care pun în evidență efectul de tranzistor).

$$\alpha_N I_{EBO} = \alpha_I I_{CBO}$$

$$I_c = \frac{-\alpha_N I_{EBO}}{1 - \alpha_N \alpha_I}\left(e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1\right) + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha_N \alpha_I}\left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1\right)$$

$$I_E = \frac{I_{EBO}}{1 - \alpha_N \alpha_I}\left(e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1\right) - \frac{\alpha_I I_{CBO}}{1 - \alpha_N \alpha_I}\left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1\right)$$

în care: U_T este tensiunea termică:

$U_T = \frac{kT}{q} = 25$ mV pentru tranzistoare cu germaniu la 17°C

$U_T = \frac{nkT}{q} = 25 \ldots 52$ mV pentru tranzistoare cu siliciu la temperatura de 17°C

De remarcat că pentru U_{EB}, U_{CB} mai mari decît 0,1 V există relațiile

$$e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} \gg 1 \qquad e^{-\frac{U_{CB}}{U_T}} \ll 1$$

I_{CBO} = curentul rezidual al colectorului
I_{EBO} = curentul rezidual al emitorului
$\alpha_N = \alpha$ la funcționare normală
$\alpha_I = \alpha$ la funcționare inversată

Ecuațiile Ebers—Moll caracterizează tranzistorul intrinsec, în sensul că U_{EB} și U_{CB} sînt tensiuni efective aplicate joncțiunilor și nu tensiuni aplicate terminalelor. Ele pot fi utilizate cu suficient de bună precizie atît pentru tranzistoarele cu germaniu cît și pentru cele cu siliciu, la calculul circuitelor de polarizare, amplificatoarelor de curent continuu, chopperelor și circuitelor de comutație, după o determinare experimentală a patru parametri: I_{CBO}, I_{EBO} α_N și α_I.

1.2. Tranzistorul în regim static

Într-un circuit electronic un tranzistor trebuie să lucreze la un curent de colector și la o tensiune colector-emitor avînd anumite valori, în consecință curentul de bază are o anumită valoare și așa mai departe; se spune că tranzistorul lucrează într-un anumit punct de funcționare. Acest lucru se realizează practic cu anumite valori de rezistențe care sînt conectate la electrozii tranzistorului formînd așa numitul circuit de polarizare; dacă nu se impun condiții speciale de polarizare, se recomandă alegerea punctului de funcționare, pentru care sînt dați parametrii de semnal mic în cataloage.

În determinarea circuitelor de polarizare, trebuie luate în considerație următoarele variații (care duc la modificarea nedorită a punctului de funcționare).

a) variația curentului rezidual de colector I_{CBO} cu temperatura. Pentru majoritatea tranzistoarelor este acceptată în calcule o lege de variație a lui I_{CBO} cu temperatura joncțiunii de forma:

$$I_{CBO}[(25 \pm \Delta T)°C] = I_{CBO}[25°C]\, e^{\pm a\Delta T}$$

unde:

$\frac{1}{a} = 12{,}5$°C pentru tranzistorul cu germaniu.

$\frac{1}{a} = 8$°C pentru tranzistorul cu siliciu.

În general, trebuie să se conteze pe o dublare a lui I_{CBO} pentru 9°C la tranzistoarele cu gremaniu și pentru 6°C la tranzistoarele cu siliciu.

În proiectarea circuitului de polarizare, valoarea minimă a lui I_{CBO} se presupune a fi 0, iar valoarea maximă se ia din foile de catalog care dau caracteristici $I_{CBO} = f(T_j)$. Din figura 11 se observă că pentru tranzistoarele cu siliciu efectul lui I_{CBO} este uzual neglijabil dacă temperatura joncțiunii este sub 100 de grade Celsius, cu condiția unui curent de emitor mai mare decît 1 μA.

b) variația tensiunii bază-emitor U_{BE} cu temperatura; în regiunea activă normală de lucru tensiunea bază-emitor este în jur de 0,2 V pentru tranzistoarele cu germaniu și de 0,6 V pentru tranzistoarele cu siliciu și scade cu apro-

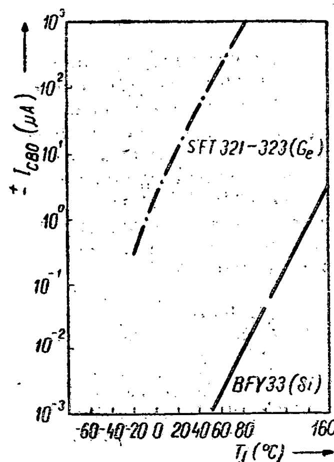


Fig. 11. Variația curentului rezidual I_{CBO} cu temperatura joncțiunii pentru tranzistoare *npn* cu siliciu (BFY 33) și *pnp* cu germaniu (SFT 321–323)

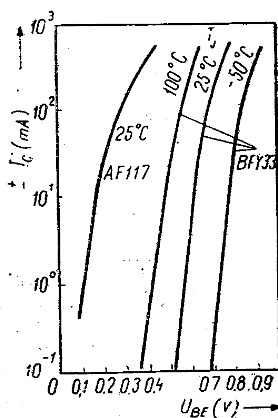


Fig. 12. Variația tensiunii bază-emitor cu temperatura pentru I_C constant

ximativ 2,2 mV/C° cînd curentul de emitor este menținut constant.

c) variația factorului de amplificare statică în curent cu temperatura. În cataloage sînt specificate valorile maxime și minime pentru (la) 25 °C. Aceste valori sînt afectate de temperatură conform caracteristicilor normalizate prezentate în fig. 13.

În absența acestor caracteristici se poate totuși efectua un calcul, luînd în considerație relația cu totul acoperitoare:

$$\beta[(25 \pm \Delta T)\,°C] = \beta(25\,°C)\left[1 \pm \frac{\Delta T}{K}\right].$$

în care K = 100 °C pentru tranzistoare cu germaniu
K = 50 °C pentru tranzistoare cu siliciu

Pentru tranzistoarele cu siliciu de mică putere, constantele date aici au caracter informativ, deoarece în calculele circuitelor de polarizare uzuale variația parametrilor I_{CBO}

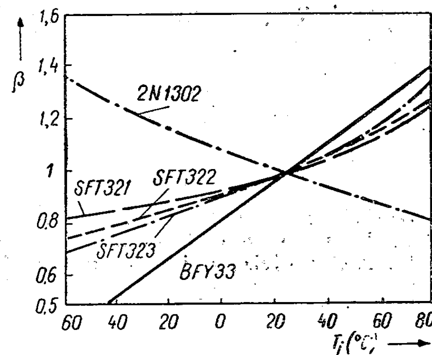


Fig. 13. Variația factorului de amplificare în curent β cu temperatura

și β cu temperatura se neglijează. Micșorarea sensibilității termice se face folosind reacția, sau componentele neliniare a căror variație cu temperatura ambiantă compensează variațiile tensiunii U_{BE} sau I_{CBO}.

În fig. 14 *a* și *b* sînt date două exemple de circuite de polarizare: cu rezistență serie în baza (*a*) și cu divizor de tensiune (*b*).

Pentru montajul din fig. 14 *a* (cunoscut ca circuit de polarizare cu curent de bază constant) fiind date U_{CE},

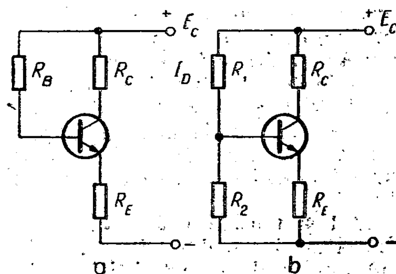


Fig. 14. Circuite de polarizare cu rezistență serie în bază (*a*) și cu divizor de tensiune (*b*)

I_C, E_C, I_B, alegînd R_E (din condiții de sensibilitate) și aproximînd $I_E \approx -I_C$ și $U_{BE} \ll E_C$ se pot determina R_B și R_C.

$$R_B = \frac{E_C - I_C R_E}{I_B}$$

$$R_C = \frac{E_C - U_{CE}}{I_C} - R_E$$

Pentru montajul din fig. 14*b* fiind date U_{CE}, I_C, E_C, U_{BE}, alegînd R_E și aproximînd $I_E \approx -I_C$ $I_E = 0{,}1 \ldots 0{,}2\ I_D$, ($I_D$ = curentul divizorului se obțin relațiile:

$$R_1 = \frac{E_C - U_{BE} - R_E I_C}{I_D}$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + R_E I_C}{I_D}$$

$$R_C = \frac{E_C - U_{CE}}{I_C} - R_E$$

O atenție deosebită trebuie acordată efectului de șuntare a rezistenței de polarizare a bazei de către rezistența statică de intrare, relativ mică a tranzistorului.

Între mărimile de funcționare I_B, I_E, I_C, U_{BE}, U_{CE}, U_{CB} etc. există relații de interdependență, care reprezentate grafic alcătuiesc caracteristicile statice de funcționare ale tranzistorului. Caracteristicile statice care se ridică în mod curent sînt:

— curentul de intrare în funcție de tensiunea de intrare;
— curentul de ieșire în funcție de tensiunea de intrare;
— curentul de ieșire în funcție de tensiunea de ieșire;
— tensiunea de ieșire în funcție de curentul de intrare;
— curentul de ieșire în funcție de curentul de intrare.

În cataloage sînt prezentate familii de caracteristici statice (în care apare a treia mărime ca parametru).

Funcționarea unui etaj de amplificare cu tranzistor este determinată atunci cînd se cunosc patru mărimi ale acestuia:

$I_1 U_1$ curentul și tensiunea de la intrarea etajului și $I_2 U_2$ curentul și tensiunea de la ieșirea etajului.

O singură familie de caracteristici statice reprezintă dependența numai între trei dintre mărimile cunoscute, una fiind dată ca parametru.

Pentru determinarea celei de a patra mărimi este necesară a doua familie de caracteristici.

Pentru un tranzistor sînt posibile multe familii de caracteristici statice distincte, dintre care numai două sînt independente, celelalte pot fi deduse din acestea.

În fig. 15 s-au reprezentat pentru un tranzistor în conexiune cu emitorul comun caracteristicile de ieșire $I_C = f(U_{CE}, I_B)$ și caracteristicile de intrare $I_B = f(U_{BC}, U_{CE})$ care formează o pereche de caracteristici independente.

Punctul de funcționare se poziționează pe caracteristicile statice de funcționare.

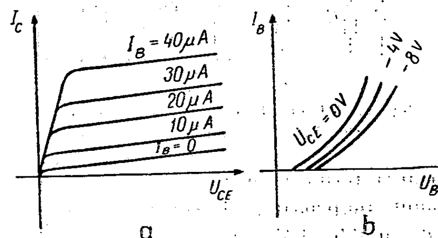


Fig. 15. Familiile de caracteristici statice ale unui tranzistor în conexiune EC *a*. caracteristici de ieșire *b*. caracteristici de intrare

Datorită dependenței parametrilor I_{CBO}, U_{BE}, β de temperatură, dependență prezentată la începutul acestui capitol, punctul de funcționare se modifică.

Stabilizarea punctului static de funcționare se face prin două categorii de metode: metode de stabilizare liniară, bazate pe utilizarea reacției negative (realizată cu circuite cu elemente liniare) și metode de stabilizare neliniară.

Metodele de stabilizare neliniară folosesc principiul compensării variațiilor cu temperatura ale punctului static de funcționare, cu ajutorul unor elemente neliniare, avînd caracteristici dependente de temperatură.

Se demonstrează că stabilitatea este cu atît mai bună cu cît R_E este mai mare (vezi fig. 14). (reacție negativă în curent continuu) și R_2 este mai mică.

Din punct de vedere fizic, efectul rezistențelor R_E se explică ușor. Astfel pe rezistanța R_E ia naștere o cădere

de tensiune care tinde să menţină curentul de emitor constant, deoarece polarizează invers joncţiunea emitor-bază.

Efectul rezistenţei R_2 se explică: căderea de tensiune provocată de I_{CBO} pe ea, va fluctua cu atît mai puţin la variaţiile I_{CBO} cu temperatura cu cît valoarea (rezistenţei) R_2 este mai mică.

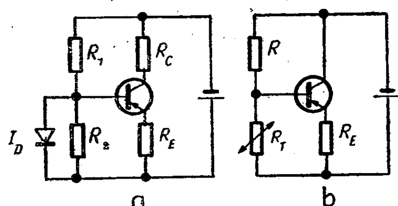


Fig. 16. Scheme de polarizare cu compensare termică *a*. cu diodă *b*. cu termistor

Stabilizarea termică cu elemente neliniare, numită în mod obişnuit compensare, foloseşte: I — o diodă polarizată invers cu 0,5—1 V care reprezintă un generator de curent constant egal cu I_{CBO} care anulează complet efectul modificării lui I_{CBO} asupra circuitului de polarizare. (fig. 16 *a*);

II — o schemă de compensare cu termistor, a cărui rezistenţă scade cu temperatura. Se produce astfel o scădere a polarizării directe şi se asigură menţinerea aproximativ constantă a curentului la variaţiile temperaturii (fig. 16 *b*).

1.3. Tranzistorul în regim variabil (dinamic)

Pînă acum s-au considerat situaţii care caracterizează funcţionarea tranzistorului la polarizări constante (în regim staţionar). Dacă se aplică tranzistorului polarizări care variază în timp suficient de lent, încît în fiecare moment el se află într-o stare staţionară determinată de valoarea polarizărilor la momentul respectiv (numită stare cvasistaţionară) aceasta corespunde funcţionării tranzistorului în regim variabil de joasă frecvenţă.

În analiza amplificării semnalelor de joasă frecvenţă folosind etaje cu tranzistoare se deosebesc două tipuri de probleme:

— amplificarea semnalelor mari (în etajele finale de putere) pentru care tranzistorul se comportă neliniar.

— amplificarea semnalelor mici faţă de care tranzistorul se comportă ca un cuadripol liniar.

Problema amplificării semnalelor mari de joasă frecvenţă se rezolvă cu ajutorul caracteristicilor statice.

Cînd lucrează la semnale mici, tranzistorul — în general un element neliniar — poate fi considerat un element liniar.

Metoda cea mai potrivită pentru analiza tranzistorului în regim liniar s-a dovedit a fi metoda cuadripolului, prin care între curenţii şi tensiunile de la intrarea (i_1u_1) şi ieşirea (i_2u_2) tranzistorului se stabilesc relaţii cu ajutorul a patru parametri deduşi pe baza teoriei cuadripolului (fig. 17).

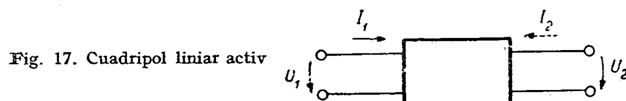


Fig. 17. Cuadripol liniar activ

Cu ajutorul acestor parametri se pot calcula proprietăţile principale ale etajului de amplificare pentru semnale mici.

Pentru caracterizarea etajului amplificator cu tranzistor este necesar să se calculeze mai multe mărimi şi anume: amplificarea de curent, de tensiune, de putere, rezistenţa de intrare şi rezistenţa de ieşire. Cei patru parametri rezultă prin scrierea în toate modurile posibile a relaţiilor dintre u_1i_1 şi u_2i_2. Există şase posibilităţi de scriere a acestor relaţii (tabelul 1), dintre care trei sînt aplicabile în măsurări).

Astfel, dacă se consideră curenţii i_1 şi i_2 variabile independente, rezultă parametri Z (de natura unor impendanţe), dacă se consideră tensiunile u_1 şi u_2 variabile independente rezultă parametrii y (de natura unor admitanţe) iar dacă variabilele independente sînt curentul i_1 şi tensiunea u_2,

Tabelul 7

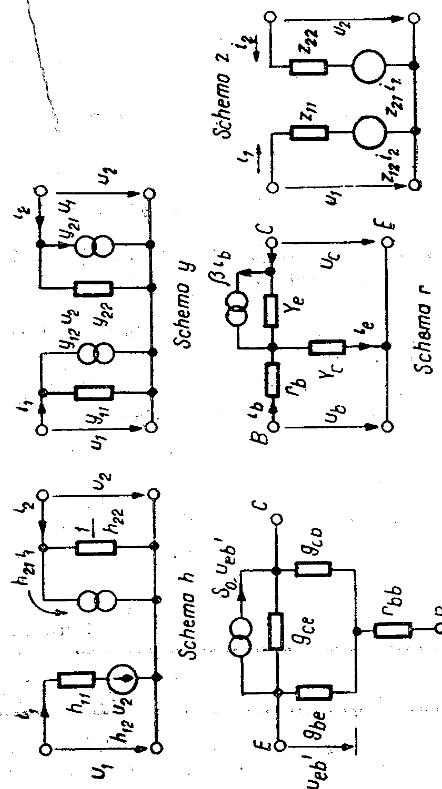
Relațiile posibile între cele patru variabile ale cuadripolului echivalent

Variabile independente	Ecuații generale	Ecuațiile cuadripolului	Parametrii rezultanți
i_1, i_2	$u_1 = f_1(i_1, i_2)$ $u_2 = f_2(i_1, i_2)$	$u_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2$ $u_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2$	$z_{11} = \frac{u_1}{i_1}\Big\vert_{i_2=0}$ $z_{12} = \frac{u_1}{i_2}\Big\vert_{i_1=0}$ $z_{21} = \frac{u_2}{i_1}\Big\vert_{i_2=0}$ $z_{22} = \frac{u_2}{i_2}\Big\vert_{i_1=0}$
u_1, u_2	$i_1 = f_3(u_1, u_2)$ $i_2 = f_4(u_1, u_2)$	$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2$ $i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2$	$y_{11} = \frac{i_1}{u_1}\Big\vert_{u_2=0}$ $y_{12} = \frac{i_1}{u_2}\Big\vert_{u_1=0}$ $y_{21} = \frac{i_2}{u_1}\Big\vert_{u_2=0}$ $y_{22} = \frac{i_2}{u_2}\Big\vert_{u_1=0}$
i_1, u_2	$u_1 = f_5(i_1, u_2)$ $i_2 = f_6(i_1, u_2)$	$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2$ $i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2$	$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}\Big\vert_{u_2=0}$ $h_{12} = \frac{u_1}{u_2}\Big\vert_{i_1=0}$ $h_{21} = \frac{i_2}{i_1}\Big\vert_{u_2=0}$ $h_{22} = \frac{i_2}{u_2}\Big\vert_{i_1=0}$
u_1, i_2	$i_1 = f_7(u_1, i_2)$ $u_2 = f_8(u_1\ i_2)$		
i_1, u_1	$i_2 = f_9(i_1, u_1)$ $u_2 = f_{10}(i_1, u_1)$		
i_2, u_2	$i_1 = f_{11}(i_2, u_2)$ $u_1 = f_{12}(i_2, u_2)$		

rezultă parametrii hibrizi, h, numiți astfel deoarece sînt atît de natura unor impedanțe cît și de natura unor admitanțe.

Circuitele echivalente electrice corespunzătoare acestor parametri se prezintă în fig. 18.

Din considerente fizice asupra structurii interne a tranzistorului, circuitul echivalent cel mai sugestiv este circuitul în T în care $r_e r_b r_c$ reprezintă chiar rezistențele interne ale



Schema „π hibrid" pt j.f

Fig. 18. Circuite echivalente ale tranzistorului

emitorului, bazei şi colectorului independente de tipul de conexiune (BC sau EC) a tranzistorului (fig. 18 schema r) sau circuitul π *hibrid* pentru joasă frecvenţă.

Expresii importante pentru parametrii schemei echivalente π hibrid în joasă frecvenţă:

$g_{b'e} = \frac{S_0}{\beta}$; β = factorul de amplificare în curent bază — colector

$g_{ce} = \frac{S_0}{K} \cdot g_{b'c} = \frac{S_0}{\beta k}$ k = coeficient de reacţie internă

S-a notat:

$S_0 = \alpha \frac{i_E}{U_T} \approx (30 - 38)\, i_E$; S_0 = pantă intrinsecă

$r_{bb'}$ = rezistenţa extrinsecă de bază (rezistenţa materialului bazei de la contactul exterior pînă la baza intrinsecă B').

$S_0 U_{eb'}$ = generatorul de curent (reprezintă curentul de la emitor la colector)

Cu ajutorul parametrilor h s-au putut calcula proprietăţile caracteristice ale schemelor de bază.

Ecuaţiile cuadripolului utilizînd parametri h sînt următoarele

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$$
$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$$

unde:

$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}\Big|_{u_2 = 0}$ = impendanţa de intrare cu ieşirea în scurtcircuit

$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}\Big|_{i_2 = 0}$ = factorul de transfer invers în tensiune cu intrarea în gol (factorul de reacţie inversă)

$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}\Big|_{u_2 = 0}$ = factorul de transfer direct în curent cu ieşirea în scurtcircuit (amplificarea directă de curent) (corespunde pentru α sau β în regim dinamic)

$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}\Big|_{i_1 = 0}$ = admitanţa de ieşire cu intrare în gol

În tabelul 2 se dau relaţiile aproximative de trecere între conexiunile BC şi EC în care sînt specificaţi de obicei în catalog parametrii h. Valorile numerice aparţin tranzistorului BC109A pentru $I_e = 2$ mA $U_{CE} = 5$ V $f = 1$ k Hz.

În figura 19 s-a reprezentat schema echivalentă a etajului de amplificare cu tranzistor sub forma de cuadripol caracterizat prin parametrii h.

Cu R_g s-a notat rezistenţa internă a sursei de semnal, iar cu R_S rezistenţa de sarcină a etajului. Deoarece pentru moment nu se specifică modul de conectare a tranzistorului, relaţiile care vor fi prezentate sînt valabile pentru orice schemă de conectare.

Tabelul 2

Parametrii h pentru conexiunile EC şi BC

EC				BC			
h_{11e}	h_{12e}	h_{21e}	h_{22e}	h_{11b}	h_{12b}	h_{21b}	h_{22b}
$\frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$	$\frac{h_{11b} h_{22b}}{1 + h_{21b}} - h_{12b}$	$-\frac{h_{21b}}{1 + h_{21b}}$	$\frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$	$\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	$\frac{h_{21e} h_{22e}}{1 + h_{21e}} - h_{12e}$	$-\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$	$\frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$
3 KΩ	10^{-4}	210	$10 \cdot 10^{-8}$ (1/Ω) $10 \cdot 10^{-8} \Omega^{-1}$	14,2Ω	$1{,}55 \cdot 10^{-4}$	−0,995	$0{,}85 \cdot 10^{-5}$ (1/Ω) $0{,}85 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1}$

Valori numerice pentru tranzistorul BC109A

Astfel:

amplificarea de curent $A_I = \dfrac{h_{21}}{1 + h_{22}R_S}$

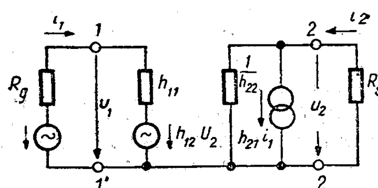


Fig. 19. Schema echivalentă a etajului amplificator cu tranzistor sub formă de cuadripol caracterizat prin parametrii h.

amplificarea de tensiune $A_u = \dfrac{-R_s h_{21}}{h_{11} + R_S \Delta h}$ $\quad \Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$

amplificarea de putere $A_p = \dfrac{h_{21}^2 R_S}{(1 + h_{22}R_S)(h_{11} + R_S\Delta h)}$

rezistența de intrare $R_{intr} = \dfrac{h_{11} + R_s\Delta h}{1 + h_{22}R_S}$

rezistența de ieșire $R_{ieș} = \dfrac{R_G + h_{11}}{h_{22}R_G + \Delta h}$

Prezentarea comparativă a proprietăților caracteristice ale etajelor de amplificare cu tranzistor în cele trei conexiuni de bază este dată în tabelul 3.

Pe baza unei analize teoretice complete se poate deduce pentru tranzistor un circuit echivalent natural valabil la orice frecvență de lucru. Unul din circuitele cele mai uzuale este circuitul echivalent natural sau Giacoletto (fig. 20).

Circuitul Giacoletto are în plus față de circuitul hibrid de joasă frecvență numai capacitățile $C_{b'e}$, $C_{b'c}$. Avantajul esențial al acestui circuit constă în valabilitatea sa într-un domeniu de frecvență destul de larg. Teoretic și experi-

Tabelul 3

Proprietăți caracteristice ale schemelor de bază

Mărimea	Conexiunea EC	Conexiunea BC	Conexiunea CC
— Rezistența de intrare R_{intr}	medie $R_{intr\,e}$	mică $R_{intr\,b} = \dfrac{R_{intr\,e}}{\beta}$	mare $R_{intr\,c} \approx \beta R_s$
— Rezistența de ieșire $R_{ieș}$	mare $R_{ieș\,e}$	f. mare $R_{ieș\,b} = \beta R_{ieș\,e}$	mică $R_{ieeș\,c} = \dfrac{R_{int\,e} + R_G}{\beta}$
— Amplificare de curent A_i	mare β	subunitară $\alpha = \dfrac{\beta}{\beta + 1}$	mare $\gamma = \beta + 1$
— Amplificare de tensiune A_u	mare	mare	subunitară
— Amplificare de putere A_p	f. mare	mare	medie
— Frecvența limită	mică f_β	mare $f_\alpha = \beta_0 f_\beta$	mică $\approx f_\beta$

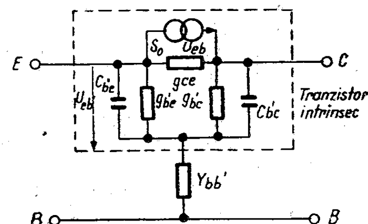


Fig. 20. Circuitul echivalent Giacoletto

mental se arată că acest circuit dă deplină satisfacție în domeniul de frecvență: $f < \frac{f_\alpha}{4}$ sau $f < \frac{\beta_0 f_\beta}{3,3}$ unde:

f_α = frecvența la care amplificarea în curent în conexiunea *BC* scade la $1/\sqrt{2}$ din valoarea sa de joasă frecvență, denumită și frecvență limită a tranzistorului.

f_β = frecvența la care amplificarea în curent în conexiunea *EC* scade la $1/\sqrt{2}$ din valoarea sa de joasă frecvență.

1.4. Tranzistorul în regim de comutație

În regimul de comutație, tranzistorul poate fi privit ca un întrerupător comandat între colector și emitor; el este succesiv închis și deschis prin comandă pe bază, trecerea între aceste stări făcîndu-se cu o viteză mare. Regimul de comutație asigură schemei electrice o funcționare sigură din punctul de vedere al influenței diverselor perturbații (variații de tensiune de alimentare, temperatură, sarcină, etc.).

Schemele electronice de comutație se pot combina ușor cu diferite dispozitive mecanice de acționare, pe care le comandă rapid și sigur.

În general în acest regim este folosită conexiunea cu emitorul comun.

În regimul de comutație, tranzistorul lucrează succesiv în regiunea de blocare și regiunea de saturație.

În starea de blocare, curenții prin tranzistor sînt foarte mici și independenți de tensiunile joncțiunilor.

În stare de conducție în regiunea de saturație, joncțiunea de emitor și cea de colector sînt polarizate direct și astfel toate tensiunile între electrozii tranzistorului sînt mici.

Tranzistorul este constrîns să lucreze în stările de blocare și conducție descrise mai sus prin generarea sau evacuarea sarcinii electrice din bază. Circuitul cel mai simplu pentru realizarea funcției de comutare este inversorul din fig. 21.

Circuitul inversor va produce una sau alta din cele două valori de ieșire care sînt esențial independente de caracteristicile tranzistorului (tensiune maximă pentru starea blocată și mică ~ nulă pentru starea de conducție)

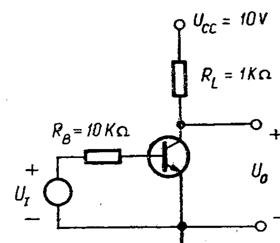


Fig. 21. Circuit inversor simplu cu tranzistor *npn*.

dacă intrarea este constrînsă să ia una sau alta din valorile a două domenii complet separate (vezi fig. 22).

Mai precis dacă U_I este negativ tranzistorul este blocat și U_0 este aprox. 10 V (tensiunea de alimentare de colector).

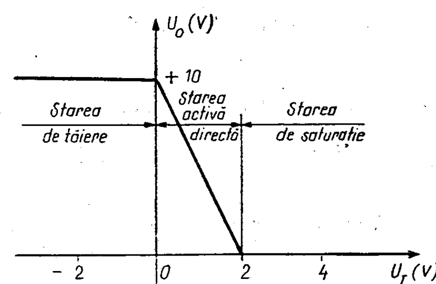


Fig. 22. Caracteristici de transfer statice pentru circuitul inversor din fig. 21.

Dacă pe de altă parte U_I este mai mare de 2 V, tranzistorul este saturat și U_0 este aproximativ zero.

Modul de comutare a unui tranzistor în conexiunea *EC* este ilustrat și în fig. 23.

Punctul *T* corespunde stării de blocare a tranzistorului, obținută prin asigurarea condiției $i_B \leqslant 0$. Tensiunea colector-emitor este în acest caz practic egală cu cea de alimentare. (10 V)

La aplicarea unui curent de comandă $i_B > 0$, tranzistorul se deschide trecînd rapid în starea *S*. Tensiunea

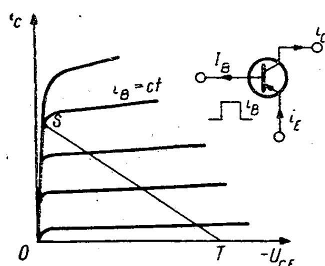


Fig. 23. Comutarea tranzistorului în conexiune EC.

colector-emitor este aprox. zero. După un timp oarecare, curentul de comandă este readus la valoarea inițială $i_B \leq 0$ și tranzistorul revine relativ rapid în starea inițială de blocare T. El a fost deschis cît timp a durat impulsul de comandă pe bază. Ca urmare a acestui ciclu, pe sarcina de ieșire a tranzistorului apare un impuls de tensiune.

1.5. Limitări în funcționare (limite absolute)

Sistemul valorilor limite absolute conține valorile unor parametri care asigură o funcționare acceptabilă a oricărui dispozitiv dintr-un tip dat, fără nici o responsabilitate din partea producătorului pentru efectele schimbării condițiilor de lucru, datorită variației caracteristicilor echipamentului, mediului sau dispozitivului considerat.

A. Pentru orice circuit care conține dispozitive semiconductoare, considerațiile legate de temperatura sînt vitale. În general, se pot defini trei domenii mari de aplicații ale tranzistoarelor, fiecare avînd printre alte caracteristici și o gamă de temperatura ambiantă T_A specifică:

— aplicații de larg consum $T_A = 0 \ldots + 55\,°C$
— aplicații industriale $T_A = -25 \ldots + 75\,°C$
— aplicații militare $T_A = -65 \ldots + 125\,°C$

Pentru joncțiunea în funcționare, se are în vedere o temperatură maximă posibilă T_{jmax} care depinde de natura materialului de bază al dispozitivului. Pentru tranzistoarele cu siliciu $T_{jmax} = 175\,°C$ iar pentru cele cu germaniu $T_{jmax} = 85\,°C$.

T_{jmax} este o limită absolută. Ea nu trebuie depășită niciodată.

Limita absolută inferioară în funcționare este pentru ambele tipuri de tranzistoare $T_{jmin} = -65\,°C$.

În absența funcționării se pot admite pentru joncțiuni temperaturi mai ridicate. Tranzistoarele cu siliciu pot fi stocate la temperaturi pînă la 200 °C iar cele cu germaniu la temperaturi pînă la 100 °C. Temperatura minimă de stocare este tot −65 °C. Temperaturile de stocare sînt de asemenea limite absolute.

B. Curentul de colector maxim este recomandat de producător după încercări statistice cu rezultate satisfăcătoare din punctul de vedere al duratei de viață, pentru un număr mare de dispozitive. Valorile maxime ale curenților de colector continuu și de impuls I_{Cmax} sînt valori limită absolute. Ele nu trebuie depășite niciodată.

C. Puterea disipată în tranzistor conduce la creșterea temperaturii joncțiunilor. Ea are expresia $P_D = U_{BE} \times I_E + U_{CB} \times I_C$). Pentru regimul activ normal: $P_D \cong U_{CB} \times I_C$. În regim de saturație puterile disipate pe cele două joncțiuni devin comparabile.

Pentru un tranzistor dat, puterea disipată maximă se calculează cu ajutorul unei mărimi măsurabile, specifică tehnologiei, numită rezistență termică R_{th}.

Rezistența termică R_{th} reprezintă raportul dintre diferența $T_{jmax} - T_A$ (dintre temperatura joncțiunii și temperatura unui punct de referință exterior specificat) și puterea constantă P_d disipată în dispozitiv în regim staționar. Cu cît rezistența termică este mai mare, cu atît căldura dezvoltată în joncțiune trece mai greu în mediul ambiant (cu temperatura T_A) și puterea disipată maximă admisibilă este mai mică:

$$P_d = \frac{T_{jmax} - T_A}{R_{th}}$$

Valoarea rezistenței termice este o limită absolută. Ea nu trebuie depășită niciodată.

Schema echivalentă de răcire a unui tranzistor este prezentată în fig. 24, unde:

R_{thjc} — rezistența termică între joncțiune și capsulă.

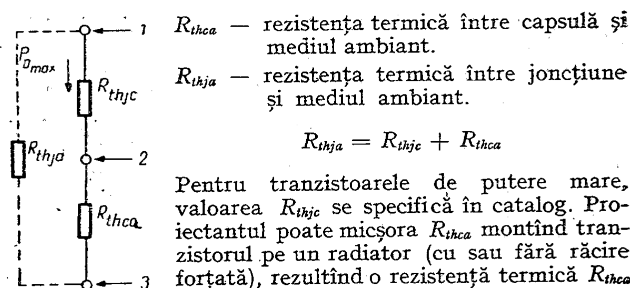


Fig. 24. Schema echivalentă de răcire a unui tranzistor.

R_{thca} — rezistența termică între capsulă și mediul ambiant.

R_{thja} — rezistența termică între joncțiune și mediul ambiant.

$$R_{thja} = R_{thjc} + R_{thca}$$

Pentru tranzistoarele de putere mare, valoarea R_{thjc} se specifică în catalog. Proiectantul poate micșora R_{thca} montînd tranzistorul pe un radiator (cu sau fără răcire forțată), rezultînd o rezistență termică R_{thca} cu atît mai mică cu cît suprafața radiatorului este mai mare. Pentru dispozitive de mică putere, proiectantul nu mai intervine asupra caracteristicilor termice și în catalog se specifică R_{thja}. În fig. 25 se arată că pentru o valoare R_{th} un tranzistor cu siliciu suportă o putere disipată maximă admisibilă mai mare decît un tranzistor cu germaniu, datorită valorii superioare a temperaturii maxim admisibile a joncțiunii. Valoarea puterii disipate maxime (valoare de curent continuu sau medie) este o limită absolută. Ea nu trebuie depășită niciodată.

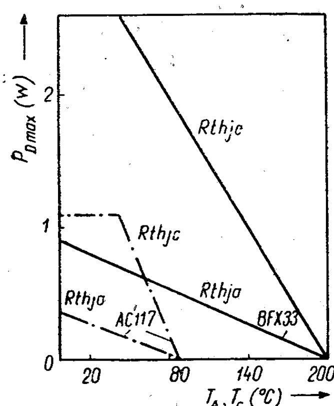


Fig. 25. Puterea disipată maximă admisă în funcție de temperatura ambiantă și de temperatura capsulei pentru un tranzistor cu germaniu (AC 117) și unul cu siliciu (BFY 33) cu aceeași rezistență termică.

D. La polarizări inverse mari, purtătorii de sarcină din regiunea de sarcină spațială ciocnesc și ionizează atomi neutri. Multiplicarea purtătorilor capătă caracterul unei avalanșe și, ca urmare, curentul joncțiunii crește brusc. Tensiunea la care $I_C \to \infty$ se numește tensiune de străpungere

$$U_{CE} = U_{BE} + U_{CB} \simeq U_{CB} \quad (U_{BE} \ll U_{CB}).$$

Deci o altă limitare importantă în funcționarea tranzistorului în regimul activ normal sau în regimul de blocare o constituie valoarea maximă a tensiunii care poate fi aplicată joncțiunii colector-bază (sau colector-emitor) care este tot o limită absolută.

2. TRANZISTOARE UNIPOLARE

Tranzistoarele unipolare sau cu efect de cîmp (TEC) al căror curent de ieșire este comandat de un cîmp electric transversal, au unele avantaje și posibilități specifice față de tranzistoarele bipolare: funcționează cu un singur tip de purtători — cei majoritari — și de aceea sînt mult mai stabile cu temperatura: asigură un nivel redus de zgomot și de distorsiuni pînă la frecvențe foarte înalte: prezintă o impedanță de intrare foarte mare; au bune caracteristici de comutație; sînt imune la radiații; au amplificare de curent și de putere foarte mare.

În esență, TEC îmbină proprietățile cele mai favorabile ale tranzistoarelor și tuburilor electronice; de asemenea se pretează foarte bine încorporării în circuitele electronice integrate. Făcînd o comparație între tranzistoarele cu efect de cîmp tip J (cu poartă joncțiune) și cele tip MOS putem spune că ele sînt foarte asemănătoare în ceea ce privește atît principiul lor de funcționare cît și caracteristicile electrice. Cu toate acestea există și între ele două mari deosebiri:

— *prima*, TEC—J poate lucra doar cu joncțiunea porții polarizată invers. Dacă joncțiunea porții este polarizată direct, are loc o injecție de purtători în exces, iar curentul de poartă devine important. Deși conductanța

canalului este mărită într-o oarecare măsură de prezența purtătorilor în exces tranzistorul nu lucrează niciodată în acest mod, deoarece apare curentul de poartă.

— a doua, chiar cînd TEC—J lucrează cu polarizarea inversă a joncțiunii, curentul de poartă este mai mare decît ar fi la un TEC—MOS comparabil (ceea ce implică o rezistență de intrare mult mai mare la TEC MOS). Curentul produs prin extragerea de purtători minoritari la o joncțiune polarizată invers este mai mare, (pe unitatea de arie) decît curentul determinat de existența stratului de oxid într-un TEC—MOS. Ca urmare, tranzistorul TEC—MOS este mult mai util în aplicațiile de electrometrie decît TEC—J.

Din aceste motive și de asemenea deoarece sînt într-o oarecare măsură mai ușor de fabricat, TEC—MOS sînt mult mai larg răspîndite decît TEC—J.

Trebuie specificat că la TEC—MOS din încărcarea electrostatică a hainelor celui ce manipulează tranzistorul, din utilizarea unui ciocan de lipit necorespunzător, etc. pe grilă pot apărea în mod parazit, cu ușurință, tensiuni care determină străpungerea oxidului și deteriorarea tranzistorului. Evitarea distrugerii tranzistorului se face în două moduri:

— tranzistorul se livrează și se manipulează cu toate picioarele legate între ele cu o sîrmă, care se scoate după montarea lui în circuit,

— în interiorul capsulei, în același substrat cu tranzistorul se realizează un sistem de protecție (de exemplu: o diodă Zener cu $U_Z = 30-50$ V sau un alt TEC—MOS cu $U_{pr} = 50-60$ V)

2.1. Tranzistoare unipolare cu poartă (grilă) — joncțiune

Ele sînt cunoscute mai bine sub denumirea de tranzistoare cu efect de cîmp cu poartă (grilă) joncțiune TEC—J. Structura tipică a acestui tip de tranzistor este ilustrată în figura 26: două regiuni de sarcină spațială corespunzînd la două joncțiuni *pn* mărginesc un canal de conducție, în acest caz, de tip „*n*".

Cele două regiuni de tip *p* sînt conectate împreună formînd electrodul porții. Capetele canalului sînt conectate la alți 2 electrozi: sursa și drena.

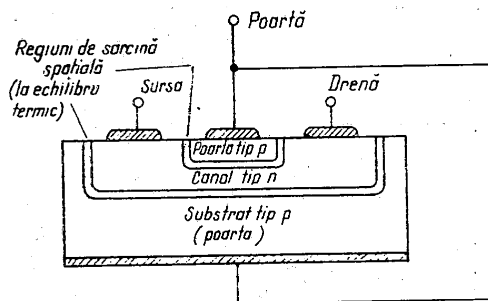


Fig. 26. Secțiune transversală printr-un tranzistor cu efect de cîmp cu poartă joncțiune cu canal *n*. Desenul nu este făcut la scară

Tranzistorul cu efect de cîmp cu poartă — joncțiune funcționează în mod normal cu joncțiunile polarizate invers.

Din teoria joncțiunii *pn* se știe că regiunea de sarcină spațială este lipsită de purtători mobili de sarcină.

Acțiunea de control a porții asupra curentului se realizează în această structură prin penetrarea tot mai accentuată a regiunii de sarcină spațială în canal (reducînd deci lărgimea canalului), odată cu creșterea polarizării inverse a joncțiunilor.

Prin reducerea lărgimii canalului se reduce și conductanța dintre sursă și drenă, deci scade și valoarea curentului de drenă, curent de electroni care se îndreaptă de la sursă la drena pozitivă, detrminat de tensiunea drenă — sursă U_{DS}.

Rezultă clar și semnificația termenului de „*efect de cîmp*" utilizat în denumirea tranzistorului.

Acest termen descrie mecanismul de control al curentului ca efect al variației conductanței canalului (prin intermediul modificării lărgimii canalului) în funcție de intensitatea cîmpului electric din zona poartă-canal, intensitate evident determinată de tensiunea de grilă (poartă).

Relativ la polaritățile tensiunilor aplicate, trebuie observat că o funcționare normală a tranzistorului cu efect de cîmp cu poartă joncțiune implică polarizarea inversă a joncțiunilor poartă-canal. Pentru cazul unui tranzistor cu canal *n* aceasta înseamnă că poarta trebuie să fie negativă

față de sursă. Pentru tranzistorul cu canal p poarta este pozitivă față de sursă. Sursa este întotdeauna considerată electrod de referință pentru tensiunile aplicate grilei și drenei.

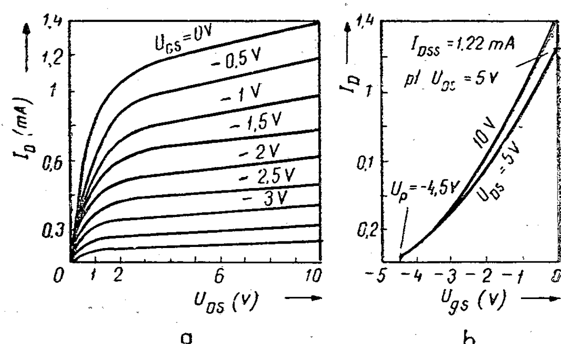


Fig. 27. Caracteristici statice ale TEC—J de mică putere, canal de tip n

a. Caracteristica I_D (U_{DS}) *b*. caracteristica I_D (U_{GS}) în regim de saturație.

Caracteristicile statice tipice pentru acest tranzistor cu canal n sînt date în figura 27. Se constată o mare asemănare cu caracteristicile unei pentode.

Aceste caracteristice statice tipice se numesc:

— caracteristica de ieșire (de drenă) $I_D = f(U_{DS})$ pentru $U_{GS} = ct \leqslant 0$

În fig. 27*a* sînt date o familie de caracteristici de ieșire pentru diverse valori $U_{GS} \leqslant 0$.

— caracteristica de transfer $I_D = f(U_{GS})$ pentru $U_{DS} = ct$

În fig. 27*b* sînt date 2 caracteristici de transfer pentru $U_{DS} = 10$ V $U_{DS} = 5$ V.

Pentru TEC—J cu canal p caracteristicile au aceeași formă, schimbîndu-se doar sensul curenților și semnul tensiunilor (reprezentarea în cadrul 3).

În planul I_D, U_{DS} se deosebesc două regiuni importante:
a) la U_{DS} mici (în general $U_{DS} = 0{,}1 - 0{,}3$ V) cînd I_D variază practic liniar cu U_{DS}, TEC—J se comportă ca o rezistență a cărei valoare este controlată prin tensiunea de grilă. Această regiune se numește regiunea liniară (sau uneori regiunea de tip triodă).
b) la U_{DS} mari, cînd I_D este practic constant, independent de U_{DS} depinzînd numai de U_{GS}. Această regiune se numește regiune de saturație (sau uneori regiune de tip pentodă). În regiunea de saturație dependența curentului de drena I_D de tensiunea de grilă U_{GS} este bine aproximată printr-o relație de forma:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{pr}}\right)^2 \quad \text{(expresia caracteristicii de transfer)}$$

unde I_{DSS} este curentul de drenă de saturație, pentru tensiune de grilă nulă iar U_{pr} este tensiunea de tăiere (de prag) definită ca tensiunea de grilă cea mai puțin negativă, începînd de la care nu mai trece curent prin tranzistor. Simbolul tranzistorului cu efect de cîmp cu poartă joncțiune este prezentat în figura 28 secțiunea 1.

U_{pr} se mai numește tensiune de strangulare (a canalului) pentru a ilustra mai clar fenomenul fizic.

2.2. Tranzistoare unipolare cu poartă (grilă) izolată

Ele sînt cunoscute mai bine sub denumirea de tranzistoare cu efect de cîmp de tip MOS.

Aceste tranzistoare se caracterizează prin existența unui strat izolator între poarta metalică și canalul semiconductor. Întrucît stratul izolator se realizează frecvent din bioxid de siliciu, structura unui astfel de TEC este denumită uzual MOS (metal-oxid-semiconductor).

În funcție de natura canalului semiconductor există două tipuri de TEC—MOS cu canal indus și cu canal inițial (v. fig. 28) în fiecare caz canalul putînd fi tip n sau tip p.

Structurile cu canal indus se realizează pe un substrat semiconductor din siliciu slab dopat, în care se difuzează zonele sursei și drenei dopate puternic cu purtători de semn opus celor din substrat. Se pot obține astfel două tipuri de tranzistoare MOS cu canal indus: tip n sau tip p. Pe întreaga suprafață se crește apoi un strat izolator de bioxid de siliciu după care se îndepărtează stratul crescut pe suprafețele regiunilor de drenă și sursă, depunîndu-se

		Canal tip p	Canal tip n
1	TEC cu grilă joncțiune	$U_D \leq 0$ $I_D \leq 0$ $U_G \geq 0$	$U_D \geq 0$ $I_D \geq 0$ $U_G \leq 0$
2	TEC cu grilă izolată – Canal inițial	$U_D \leq 0$ $I_D \leq 0$ $U_G \gtrless 0$ $U_B \geq 0$	$U_D \geq 0$ $I_D \geq 0$ $U_G \gtrless 0$ $U_B < 0$
3	TEC cu grilă izolată – Canal indus	$U_D \leq 0$ $I_D \leq 0$ $U_G < 0$ $U_B \geq 0$	$U_D \geq 0$ $I_D \geq 0$ $U_G > 0$ $U_B \leq 0$

Fig. 28. Structura fizică, simbolul utilizat și sensul tensiunilor și curenților pentru TEC în condiții normale de lucru. Electrodul de referință este sursa. Pentru TEC—J s-a presupus baza legată la grilă.

în schimb un strat subțire de metal formînd două contacte ohmice (care servesc la introducerea și extragerea curentului) numite sursă S și drenă D; un strat subțire de metal se depune și pe stratul de oxid cuprins între regiunea sursei și drenei fig. 29. Desenul din figura 29 nu este făcut la scară, în realitate suprafața totală a substratului pe care este realizat tranzistorul este de aproximativ 150 μ^2, regiunile de drenă și sursa au adîncimi de ordinul a 5 — 10 μ, iar distanța dintre ele L de 10 — 20 μ. Stratul de oxid are de regulă o grosime de aproximativ 0,1 μ.

Cînd electrodul poartă nu este supus unei tensiuni electrice, chiar dacă între electrozii sursei și drenei există o diferență de potențial (o tensiune electrică) între sursă și

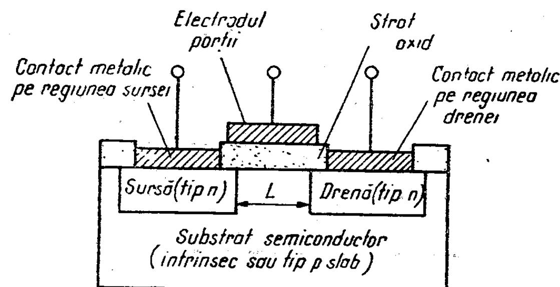


Fig. 29. Structura fizică a tranzistorului cu efect de cîmp de tip metal-oxid-semiconductor (TEC—MOS) Secțiune transversală prin dispozitiv

drenă nu apare un curent electric, deoarece regiunile de sursă și drenă împreună cu regiunea din substratul semiconductor cuprinsă între aceste două regiuni formează două joncțiuni *pn* legate în opoziție, astfel că indiferent de polaritatea tensiunii aplicate între sursă și drenă, una din joncțiuni va fi polarizată invers, blocînd astfel calea de conducție între sursă și drenă prin semiconductorul intrinsec— regiunea de tăiere. Cînd poarta este supusă unui potențial pozitiv față de regiunile de sursă și drenă, se creează un cîmp electric datorită căruia se acumulează sarcină negativă într-un strat situat sub electrodul de poartă (strat de inversiune) electroni extrași din regiunile de sursă sau drenă, care formează un canal între sursă și drenă („canalul indus") a cărui conductanță electrică depinde de diferența de potențial între poartă și sursă (fig. 30).

În fig. 30*b* se prezintă caracteristica $G_c = f(U_{GS})$ unde: G_c este conductanța canalului indus;

U_{GS} — tensiune între grilă și sursă;

U_{Pr} — tensiune grilă — sursă de la care începe formarea canalului indus. Curentul trece prin canal ca urmare a tensiunii pozitive aplicate între drenă și sursă și este controlat de tensiunea pozitivă grilă (poartă) — sursă.

În fig. 30 *c* se prezintă caracteristicile de ieșire (de drenă) $I_D = f(U_{DS})$ la tensiuni mici U_{DS} (în regiunea liniară) pentru două valori ale U_{GS}(+1 V și +2 V) Ca o consecință, TEC—MOS se utilizează ca rezistență controlată prin tensiune.

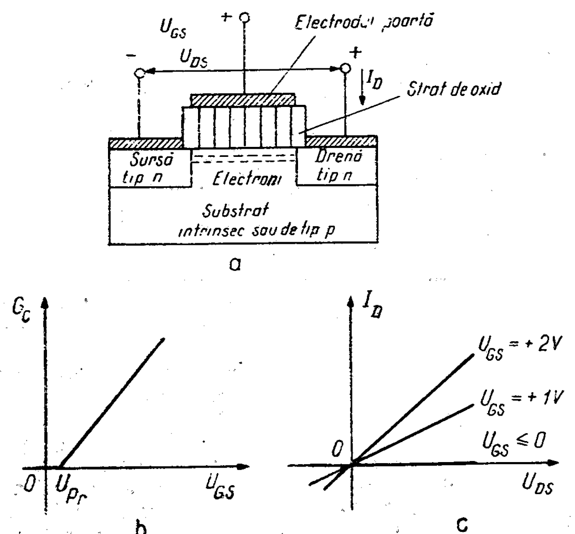


Fig. 30. Un canal conductor între sursă şi drenă poate fi indus pozitivînd grila în raport cu sursa şi cu drena :
a. Situaţia fizică *b.* Conductanţa între sursă şi drenă *c.* Caracteristicile de drenă

Pînă acum s-a presupus că diferenţa de potenţial între drenă şi sursă este mică în comparaţie cu cea dintre poartă şi sursă ;

Dacă $U_{DS} \approx U_{GS}$ intensitatea cîmpului electric variază de-a lungul canalului aşa cum se arată în fig. 31*a* şi caracteristicile de ieşire sau de drenă devin neliniare ca în fig. 31*b*. curentul intrînd în regiunea de saturaţie* şi fiind exprimat de relaţia care exprimă caracteristica de transfer:

$I_{Dsat} = \frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_{pr})^n$ unde n ia valori apropiate de 2 şi β este un parametru constructiv $\simeq 0{,}8 \frac{mA}{V^2}$

---

* A nu se confunda cu regiunea de saturaţie a tranzistorului bipolar.

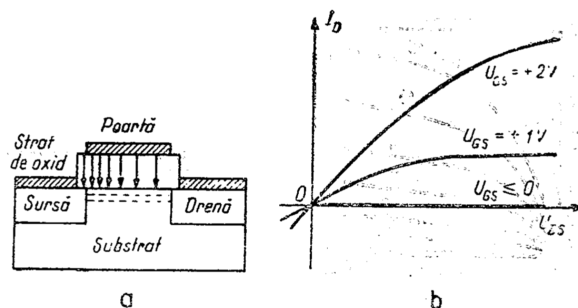


Fig. 31. Cind tensiunea între drenă şi sursă nu este neglijabilă caracteristicile de drenă devin neliniare :
a. Situaţia fizică *b.* Caracteristicile de drenă

În figura 32 se prezintă caracteristici de drenă complete. $I_D = f(U_{DS})$ pentru 3 valori U_{GS} (+5 V, +10 V, +15 V)

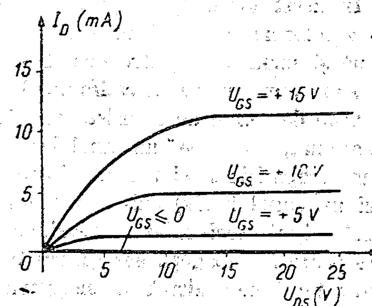


Fig. 32. Caracteristicile de drenă complete; pentru $U_{DS} > U_{GS}$ curentul se saturează

Caracteristicile de ieşire (sau de drenă) experimentale se deosebesc de cele teoretice pentru că în regim de saturaţie au o pantă diferită de 0, care se datoreşte scurtării stratului de inversiune odată cu creşterea tensiunii U_{DS}. În fig. 33 se dă familia caracteristicilor de ieşire experimentale pentru TEC MOS cu canal indus $I_D = f(U_{DS}, U_{GS})$

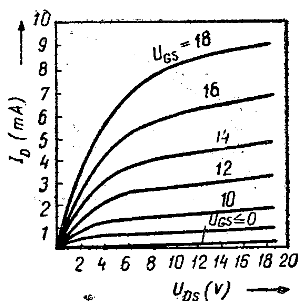


Fig. 33. Caracteristicile de drenă experimentale

Simbolul tranzistorului cu efect de cîmp MOS cu canal indus de tip *n* este prezentat în fig. 28 secţiune 3.

Desigur, poate fi realizat şi un tranzistor cu canal indus de tip *p* (vezi fig. 28) folosindu-se aceleaşi procedee de fabricaţie.

În acest dispozitiv, regiunile sursei şi drenei sînt de tip *p* puternic dopate şi lucrează cu tensiuni negative între drenă şi sursă, ca şi între poartă şi sursă. Caracteristicile lor sînt reprezentate în cadranul 3.

Spre deosebire de tranzistoarele MOS descrise mai sus, în care iniţial nu există un canal de conducţie, el formîndu-se doar la apariţia unei tensiuni între poartă şi sursă (fiind deci un canal indus) există şi tranzistoare MOS care au canal iniţial, deci chiar la tensiune nulă poartă-sursă, şi care poate fi îmbogăţit sau sărăcit în sarcină electrică aplicînd o tensiune pozitivă sau negativă între poartă şi masă. Acesta este tranzistorul MOS cu canal iniţial (v. fig. 28) la care tensiunea U_{GS} aplicată măreşte sau reduce în funcţie de semnul ei, conductanţa canalului iniţial.

Familia caracteristicilor de drenă (de ieşire) experimentale $I_D = f(U_{DS}, U_{GS})$ pentru un tranzistor TEC—MOS cu canal iniţial de tip *n* sînt prezentate în fig. 34.

Simbolurile tranzistorului TEC—MOS cu canal iniţial tip *n* sau *p* sînt prezentate în fig. 28 secţiunea 2.

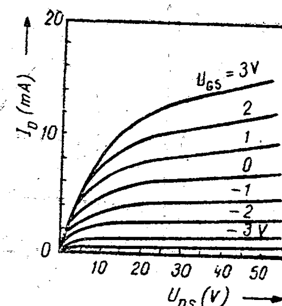


Fig. 34. Caracteristicile de drenă experimentale pentru un tranzistor MOS cu canal iniţial de tip *n*

Întrucît la TEC-MOS cu canal iniţial $U_{GS} \gtrless 0$, caracteristica de transfer $I_D = I_D(U_{GS})$ este similară celei de la TECJ dar deplasată spre cadranul *I*.

2.3. Tranzistorul unipolar în regim static

Cînd un TEC lucrează simultan la anumite valori pentru I_D, U_{DS}, U_{GS} se spune că el lucrează într-un anumit punct de funcţionare.

Acest punct de funcţionare se realizează conectînd între terminalele TEC-ului rezistenţe de valori adecvate rezultate din calcule, formînd aşa numitul circuit de polarizare.

Punctul de funcţionare se alege pe caracteristicile statice de drenă (de ieşire) $I_D = f(U_{DS}, U_{GS})$ şi de transfer $I_D = f(U_{GS})$ după cum se observă în fig. 35*a*, *b*, (punctul de funcţionare A — $I_{DQ} U_{DSQ} U_{GSQ}$).

În amplificatoare, TEC este folosit aproape întotdeauna în regiunea de saturaţie a curentului de drenă (de aceea în continuare prin I_D şi g_m se înţelege I_{Dsat} şi g_{msat}); în acest regim caracteristica sa de transfer statica $F_D = f(U_{GS})$ poate fi exprimată în cazul unui TEC—J sau a unui TEC—MOS cu canal iniţial prin relaţia

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{p_r}}\right)^2$$

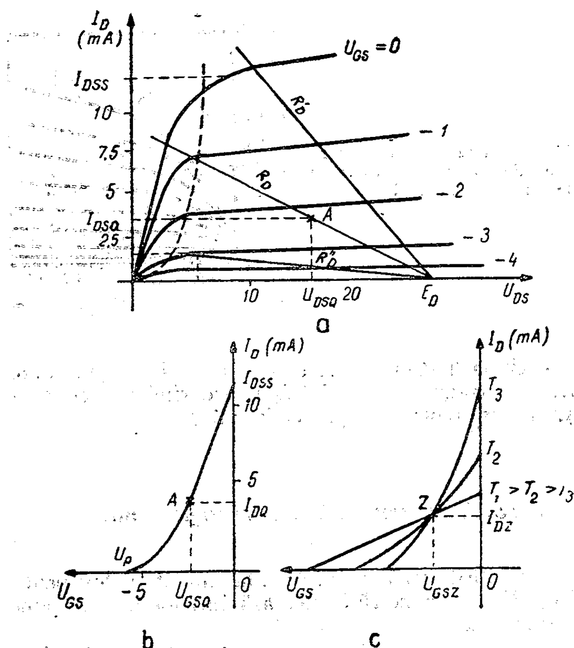


Fig. 35. Alegerea punctului de funcționare al unui TEC într-un etaj amplificator

a. în planul I_D, U_{DS} *b.* în planul I_D, U_{GS} *c.* în planul I_D, U_{GS} la un curent de drenă independent de temperatură

Dependența curentului de drenă I_D de tensiunea de grilă U_{GS} este determinată de conductanța mutuală $\bar{g}_m$. Conform definiției

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}\bigg|_{U_{DS}=ct} = -\frac{2I_{DSS}}{U_{pr}}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{pr}}\right) = g_{mo}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{pr}}\right)$$

unde

$g_{mo} = -\frac{2I_{DSS}}{U_{pr}}$ este valoarea conductanței mutuale la $U_{GS} = 0$.

Aceste relații se verifică experimental foarte bine, practic, pentru toate TEC.

Luînd de exemplu ca valori tipice $I_{DSS} = 12{,}5$ mA și $U_{pr} = -5$ V, se obține la $U_{GS} = 0$ $g_{mo} = 5$ mA/V iar la $U_{GS} = -2{,}75$ V $I_D = 2{,}5$ mA $g_m = 2{,}25$ mA/V. Pentru TEC—J de diferite tipuri, $g_{mo} \simeq 0{,}1 \ldots 10$ mA/V. Pentru TEC—MOS cu canal indus (de exemplu de tip *p*) funcționînd de asemenea în regim saturat, la o tensiune de drenă constantă se poate exprima în mod unitar caracteristica de transfer $I_D = f(U_{GS})$;

$$I_D = -\frac{B}{2}(U_{GS} - U_{pr})^2$$

respectiv

$$\bar{g}_m = -\beta(U_{GS} - U_{pr}) = \frac{2I_D}{U_{GS} - U_{pr}}$$

unde β este un parametru constructiv al TEC—MOS.

Luînd ca valoare tipică $\beta \approx 0{,}8\,\frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$ la $I_D = 2{,}5$ mA rezultă $g_m \simeq 2\,\frac{\text{mA}}{\text{V}}$. Valorile uzuale de conductanțe mutuale întîlnite la TEC—MOS, destinate a fi utilizate ca amplificatoare, la curenți nedepășind 10 mA, sînt cuprinse între 0,1 și 5 mA/V.

Pentru comparație luăm cazul tranzistorului bipolar unde, conductanța mutuală este S_0 din schema echivalentă pentru joasă frecvență (π hibrid) a tranzistorului bipolar

$$S_0 = \frac{qI_e}{KT} \approx 40\, I_c$$

La aceeași valoare a curentului $I_c = 2{,}5$ mA rezultă $S_0 \approx$ ≈ 100 mA/V adică o valoare de 40—50 de ori mai mare decît la un TEC.

Deriva minimă cu temperatura a punctului de funcționare (derivă datorată factorului de conducție intrinsec și tensiunii de prag) se poate obține alegînd (polarizînd TEC la) tensiunea de grilă corespunzătoare coeficientului de temperatură zero al curentului I_D adică pentru un TEC—J $|U_{GSz}| \approx |U_{pr}| - 0{,}63$ și $I_{Dz} \simeq I_{DSS}\,\frac{(0{,}63)^2}{U_{pr}}$ așa cum se arată prin punctul *Z* în fig. 35*c*.

Acest punct nu este însă suficient de reproductibil pentru diferitele exemplare de TEC de aceeași fabricație, deoarece au o oarecare împrăștiere pentru U_{Pr} și I_{DSS}. Determinarea punctului de derivă nulă la TEC—MOS este chiar mai dificilă. Sînt de aceea de preferat în acest scop circuitele de polarizare care stabilizează curentul de drenă prin reacție negativă de curent continuu.

Cel mai simplu circuit de polarizare pentru un TEC—J sau pentru un TEC—MOS cu canal inițial este circuitul de polarizare automată ilustrat în fig. 36*a*, similar celui folosit curent pentru polarizarea tuburilor electronice care și stabilizează punctul de funcționare prin reacția negativă introdusă de R_S.

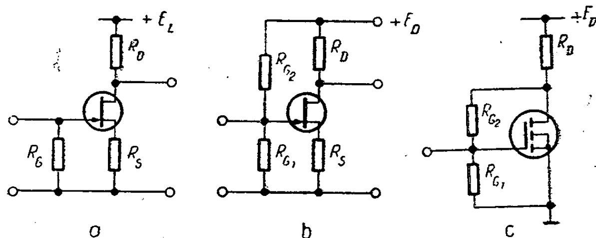


Fig. 36. Circuite de polarizare
a. Polarizare automată a grilei unui TECJ sau TEC MOS cu conal inițial *b.* Polarizarea grilei prin divizor de tensiune simplu de intrare. *c.* Divizor de tensiune conectat la drenă pentru polarizarea grilei unui TEC—MOS cu canal indus

Pentru a obține punctul de funcționare dorit $-I_{DQ}$; U_{DSQ} ; U_{GSQ} — rezistența R_S — trebuie să aibă valoarea

$$R_S = -\frac{U_{GSQ}}{I_{DQ}}$$

și

$$R_D = \frac{E_D - U_{DSQ} - R_S I_{DQ}}{I_{DQ}}$$

Circuitul asigură într-o anumită măsură și stabilizarea punctului de funcționare față de împrăștierea din fabricație a TEC. Dacă este necesară o stabilizare și mai bună a punctului de funcționare se folosește circuitul de polarizare din fig. 36*b*, prin divizor de tensiune simplu la intrare.

În acest caz

$$R_S = \frac{U_G - U_{GSQ}}{I_{DQ}}$$

Pentru R_{G_1}, R_{G_2} se adoptă valori nu prea mari pentru a avea U_G bine definit.

Pentru polarizarea unui TEC—MOS cu canal indus nu se poate folosi circuitul din fig. 36*a* deoarece căderea de tensiune pe R este în sensul polarizării inverse a grilei. Se poate însă folosi circuitul din fig. 36*b* cu condiția ca $|U_G| > |U_{Pr}|$ și să asigure polarizarea dorită a grilei.

De asemenea se poate folosi circuitul din fig. 36*c* care asigură o funcționare mai liniară cu semnal nedistorsionat pentru $U_{GS} < U_{DS}$ care stabilizează punctul de funcționare prin reacția negativă introdusă de $R_{G_1}R_{G_2}$ dar concomitent amplificarea și impendanța de intrare sînt reduse.

În general electrodul de referință față de care se raportează tensiunile de lucru ale tranzistoarelor TEC este sursa; schemele care lucrează astfel sînt în conexiune sursă-comună SC. Totuși TEC-urile pot fi folosite și în conexiunea cu grilă comună (*GC*) sau în conexiunea cu drenă comună (*DC*) numită și repetorul de sursă (fig. 37).

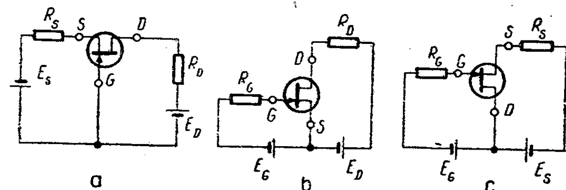


Fig. 37. Scheme de conectare a TEC
a. conexiunea cu grilă comună GC *b.* conexiunea cu sursă comună SC *c.* conexiunea cu drenă comună DC

Tranzistoarele unipolare au valori limită (maxime) în funcționare pentru tensiunea drenă-sursă U_{DS}, tensiunea grilă—sursă U_{GS}, curentul de drenă I_D și puterea disipată

pe tranzistor P_d. care nu trebuie depăşite niciodată, valori prezentate în cataloage.

De asemenea în cataloage se indică parametrii constructivi (I_{DSS}, U_{pr}, $r_{DS}(ON)$, g_{mo})

2.4. Tranzistorul unipolar în regim variabil (dinamic)

Ca amplificator de joasă frecvenţă TEC are cîteva avantaje importante faţă de tranzistorul bipolar: rezistenţă de intrare foarte mare, amplificare de curent şi de putere mari, stabilitate termică mai bună, caracteristica de transfer statica I_D (U_{GS}) pătratică, asigurînd în general distorsiuni mai mici. Ca dezavantaje faţă de tranzistorul bipolar se poate menţiona faptul că, la curenţi egali prin cele două dispozitive, TEC are o conductanţă mutuală mai mică (ceea ce conduce de obicei la amplificări de tensiuni mai mici).

Circuitul echivalent al unui TEC ca amplificator de semnal mic de joasă frecvenţă este ilustrat în fig. 38 (cir-

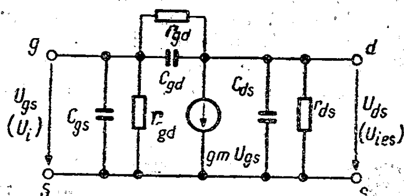


Fig. 38. Circuitul echivalent de joasă frecvenţă al TEC

cuit dedus din comportamentul fizic real al TEC). Ca valori uzuale se pot admite:

$$C_{gs} = 1 \ldots 10 \text{ pF}$$
$$C_{gd} = 0{,}5 \ldots 5 \text{ pF}$$
$$g_m = 0{,}5 \ldots 5 \text{ m A/V}.$$
$$r_{ds} = 10 \ldots 100 \text{ K}\Omega$$

Valoarea r_{ds} este în general mai mică decît cea a rezistenţei corespunzătoare colector—emitor într-un tranzistor bipolar, ceea ce contribuie la obţinerea unor amplificări de tensiuni mai mici în cazul TEC.

Rezistenţa r_{gs} este de valoare foarte mare faţă de valorile uzuale ale rezistenţelor surselor de semnal şi ale rezistenţelor de polarizare; ea trebuie luată neapărat în considerare numai în cazul amplificatoarelor electrometrice sau în cazul amplificatoarelor cu TEC—J funcţionînd la temperaturi mai ridicate, peste 100 °C.

Pentru caracterizarea TEC ca amplificator la frecvenţe înalte se folosesc circuitul echivalent şi parametrii admitanţă Y definiţi pentru cele trei moduri de funcţionare ale tranzistorului sursă—comună *SC*, grilă comună *GC*, drenă—comună *DC*.

Parametrii *Y* sînt complexi şi variază cu frecvenţa, la frecvenţe depăşind 100—300 MHz parametrii *y* se măsoară dificil. La aceste frecvenţe tranzistorul se reprezintă printr-un circuit cu parametrii distribuiţi *S* (scattering parameters) care se măsoară mai comod şi din care se deduc parametrii *Y*.

Circuitul echivalent complet al TEC—J şi TEC—MOS dedus din parametrii fizici în cazul cel mai general este prezentat în fig. 39.

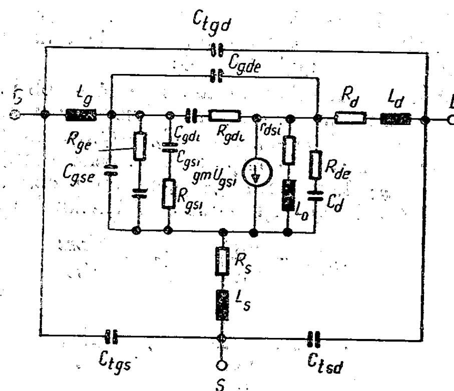


Fig. 39. Circuitul echivalent complet de înaltă frecvenţă al TEC dedus din parametrii fizici

Frecvența f_0 la care modulul conductanței mutuale scade față de valoarea de la joasă frecvență cu 3 dB se numește *frecvență de tăiere* a conductanței mutuale.

Valoarea maximă a frecvenței de tăiere se atinge în condițiile lucrului la saturație $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{gm}{C_g}$.

f_0 are valori de sute de mii de MHz pentru tranzistorul intrinsec.

Experimental, astfel de valori nu se obțin în mod curent pentru exemplarele de serie, ceea ce arată că elementele extrinseci — capacități, rezistența de sursă, etc. au un rol determinant în performanțele de frecvență.

2.5. Tranzistorul unipolar ca rezistență controlată prin tensiune

Atît TEC—J cît și TEC—MOS prezintă în jurul originii, adică la valori mici ale tensiunii drenă-sursă U_{DS}, a dependență aproximativ liniară a curentului drenei, I_D, de tensiunea U_{DS}. Deci la valori mici ale tensiunii U_{DS} între drenă și sursă, TEC se comportă ca o rezistență a cărei valoare poate fi controlată prin tensiunea grilă—sursă U_{GS}.

Cele de mai sus sînt ilustrate prin caracteristicile $I_D(U_{DS})$ mărite la două scări diferite, ale unui TEC—J cu canal n în jurul originii. (Fig. 40)

Se observă din caracteristicile desenate că se obțin caracteristice care nu sînt nici riguros liniare, nici simetrice față de origine adică $I_D(U_{DS}) \neq -I_D(-U_{DS})$. La tensiuni $U_{DS} < 100$ mV, TEC se comportă ca o conductanță liniar variabilă cu U_{GS} de valoare g_{DS} (egală cu a conductanței mutuale gm sat la aceeași valoare a tensiunii U_{GS}).

$$g_{DS} = g_0\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{Pr}}\right) \qquad g_{g_0} = \frac{2I_{DSS}}{U_{Pr}}$$

rezultă

$$r_{DS} = r_0 \frac{1}{1 - \frac{U_{GS}}{U_{Pr}}} \qquad r_0 = \frac{1}{g_0}$$

Valoarea minimă a rezistenței unui TEC—J în conducție se obțin pentru $U_{GS} = 0$ și este de ordinul 2—300 Ω.

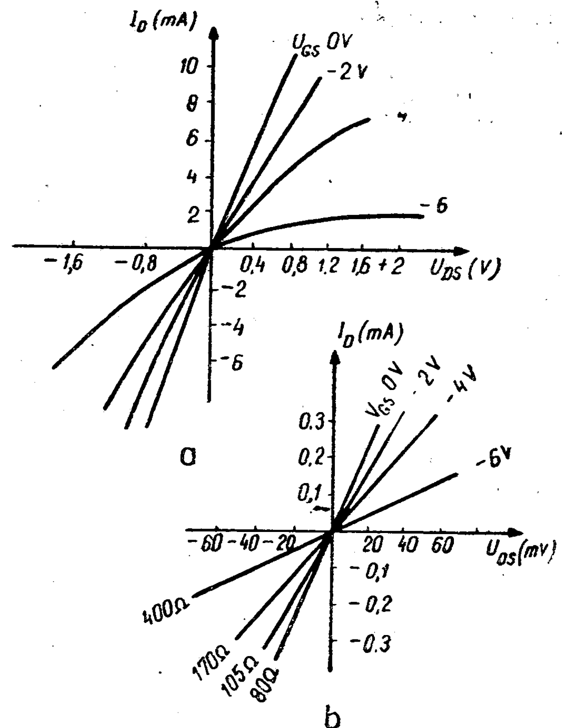


Fig. 40. Caracteristicile unui TEC ca rezistență variabilă
a. la scară obișnuită *b.* în jurul originii la scara mărită

În cazul unor TEC—MIS comandate în sensul îmbogățirii maxime a canalului, valorile minime ale rezistențelor care se pot obține sînt de 20 ... 1000 Ω.

Valorile maxime de rezistență care se pot obține încă controlat înainte de strangularea canalului sînt de ordinul 0,1 — 1 MΩ.

Un TEC complet blocat prezintă între drenă şi sursă o rezistenţă r_{DS} (OFF) de ordinul $10^8-10^{12}\ \Omega$.

Asemănător rezistenţei unei joncţiuni blocate, r_{DS} (OFF) scade exponenţial cu temperatura, reducîndu-se cu circa un ordin de mărime la creşterea temperaturii cu 30 °C.

2.6. Tranzistorul unipolar în regim de comutaţie

În regim de comutaţie tranzistorul TEC trece din starea de blocare în cea de conducţie şi invers.

TEC-urile sînt folosite frecvent în schemele de comutaţie analogică unde se pune problema ca un anumit semnal (electric) să fie transmis pe o cale dată sau să fie oprit de a pătrunde pe acea cale, după indicaţiile unui alt semnal electric de comandă.

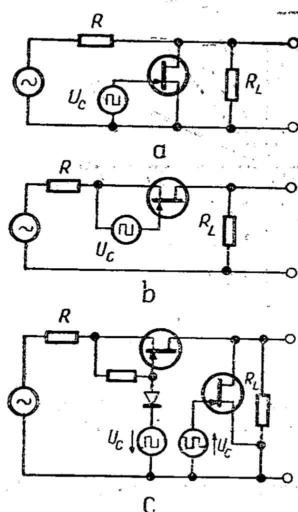


Fig. 41. Circuite de comutaţie cu TEC
a. schema de comutaţie sunt
b. schema de comutaţie serie
c. schema de comutaţie serie — sunt

Cel mai des folosite sînt —
schemele de comutaţie şunt
— schemele de comutaţie serie
— schemele de comutaţie serie şunt

În schema de comutaţie şunt (fig. 41*a*) semnalul este transmis în starea de blocare a TEC-ului; cînd TEC-ul este în conducţie calea de semnal este scurtcircuitată la intrare şi semnalul nu mai pătrunde pe ea.

În schema de comutaţie serie (fig. 41*b*) semnalul electric este comutat la calea dorită numai pe durata stării conductoare a TEC-ului, semnalul fiind oprit să treacă pe durata stării blocate a tranzistorului TEC.

Schema de comutaţie serie — şunt (fig. 41*c*) deşi mai

complexă decît celelalte două, permite să se îmbine unele din avantajele lor şi reduce în mare măsură erorile. Este folosită mai ales în modulatoarele cu decupare de precizie înaltă unde au o derivă redusă la valori de ordinul 0,1 — 1 μ V în timp sau la variaţii normale ale temperaturii, avînd performanţe superioare modulatoarelor realizate cu tranzistoare bipolare.

Caracteristicile statice ale unui TEC ca element de comutaţie analogică sînt aceleaşi cu cele ale TEC cu rezistenţa variabilă controlată prin tensiune. Aici însă se folosesc numai caracteristicile extreme, corespunzătoare unui TEC în stare conductoare la valoarea minimă posibilă a rezistenţei sale $r_{DS}(\mathrm{ON}) = r_{DS}\ (\mathrm{MIN})$ şi TEC în stare blocată la valoarea maximă posibilă a rezistenţei sale $r_{DS}(\mathrm{OFF})$

$$r_{DS}(\mathrm{ON}) = r_{DS}(\mathrm{MIN}) = 2 \ldots 1000\ \Omega$$

$$r_{DS}(\mathrm{OFF}) = 10^8 \ldots 10^{12}\ \Omega$$

Valori r_{DS} pentru TEC-uri de comutaţie sînt redate în tabela 4.

Tabelul 4

Parametrii unor TEC de comutaţie tipice

Tipul	r_{DS} (ON) (Ω)	r_{DS} (OFF) (Ω)	I_{DS} (OFF) (nA)	I_{DG}(OFF) (nA)	U_p (V)	C_{gd} (pF)	C_{gs} (pF)	C_{ds} (pF)
a) TEC — J								
1. CMX 740	<2,5		<10	<10	8	45	45	
2. CAG. —6	<6		0,5	0,5		25	25	
3. F.E. 0655A	<25			<2	—10	12	12	
4. BSV —78	<25	$>10^{11}$	<0,25	<0,25	—7	5	5	
5. BFW —10	<300		<0,50	<0,5	—6	0,6	4	
b) TEC MOS								
1. HDSW —2106	20					11	11	8
2. MEM —563	50		<1	0,01	1,5	0,3	4	3,5
3. BSV 81	<50	$>10^{11}$	<1	<0,01	—2	<0,5	<5	<1,2
4. 3N 150	100	$>10^{10}$	0,2	0,03	—3,6	1,6	1,6	
5. MEM —520	150		0,2	<0,03	—4	1,5	2,5	0,15
6. 3N 138	240	$>10^{10}$	0,01	0,0001	—5	0,18	3	

3. COMPARAȚIE ÎNTRE TRANZISTOARELE BIPOLARE ȘI CELE UNIPOLARE

În tabelul 5 se face o comparație între proprietățile tranzistoarelor bipolare și a celor unipolare, cu scopul de a îndrepta atenția spre domeniile de utilizare cele mai tipice ale TEC.

Tabelul 5

Comparație între proprietățile tranzistoarelor bipolare și a celor unipolare

Elementele pt. care se face comparația	Tranzistor bipolar (conexiunea EC)	Tranzistor unipolar TEC (conexiunea SC)	
		Cu grilă joncțiune TEC-J	Cu grilă izolată TEC-MOS
Rezistență de intrare	Mică 0,1–10 KΩ	Mare 10^8–10^9 Ω	foarte mare 10^9–10^{14} Ω
Influența temperaturii	apare fenomenul de ambalare termică	— Nu apare ambalarea termică — Se poate alege punctul de funcționare astfel ca să se obțină curentul de drenă independent de temperatură	
Conductanță mutuală (panta) — tranzistoare de mică putere	$20-200\ \frac{MA}{V}$	$0,2-10\ \frac{mA}{V}$	
Amplificare la joasă frecvență în — curent — tensiune	20–60 dB 20–50 dB	100–140 dB 20– 40 dB	140–180 dB 20– 40 dB
Frecvență maximă de lucru (valori uzuale)	100–1000 MHz	100 MHz	500 MHz

De asemenea este prezentă și o comparație între TEC-J și TEC—MOS, relativ la domeniile de aplicație mai răspîndite. În același cîmp de aplicații nu se exclude însă și prezența celuilalt tip (tab. 6)

Tabelul 6

Comparații ale TEC J și TEC MIS relativ la domeniile de aplicații

Utilizarea	Dispozitivul preferat	
	TECJ	TEC MOS
— Scheme de comutație	×	×
— Comutatoare	×	×
— Amplificatoare de uz general	×	
— Amplificatoare cu zgomot mic la frecvență joasă	×	
— Amplificatoare de înaltă frecvență		×
— Amplificatoare diferențiale	×	×
— Amplificatoare cu rezistență de intrare mare 10^6–10^9 Ω	×	
— Amplificatoare cu rezistență de intrare foarte mare peste 10^{10} Ω electrometrice		×
— Amplificatoare cu derivă mică	×	

1. DIODE

Simboluri

- Capacitatea totală a diodei C_{tot}
- Capacitatea capsulei C_p
- Viteza de descreştere a curentului di/dt
- Frecvenţa f
- Frecvenţa de lucru (IMPATT) f_0
- Frecvenţa de tăiere (VARICAP) f_{Q1}
- Frecvenţa de rezonanţă serie f_s
- Putere specifică de iradiere luminoasă E
- Curentul de scurt circuit I_{CO}
- Curentul direct I_F
- Curentul direct mediu I_{FAV}
- Curentul direct mediu limită I_{FAVM}
- Curentul direct maxim I_{FM}
- Curentul direct de suprasarcină previzibilă $I_{F(OV)}$
- Curentul direct maxim repetitiv I_{FRM}
- Curentul eficace maxim I_{FRMSM}
- Curentul direct maxim de suprasarcină accidentală I_{FSM}
- Curentul direct continuu maxim I_0
- Curentul de funcţionare I_{op}
- Curentul invers I_R
- Curentul invers maxim I_{RM}
- Curentul invers de comutaţie I_{RRM}
- Curentul invers maxim de suprasarcină accidentală I_{RSM}
- Curentul de stabilizare I_Z
- Curentul de stabilizare minim I_{ZK}
- Curentul de stabilizare maxim I_{ZM}
- Curentul de stabilizare de suprasarcină I_{ZSM}
- Curentul de control al tensiunii de stabilizare I_{ZT}
- Integrala de curent I^2t
- Inductanţa serie echivalentă L_s
- Inductanţa capsulei L_p
- Lungimea terminalului diodei l
- Puterea disipată în direct P_F
- Puterea generată (IMPATT) P_{out}
- Puterea disipată în invers P_R
- Puterea maximă disipată P_{max}
- Puterea maximă produsă P_M
- Puterea inversă maximă de suprasarcină accidentală P_{RSM}
- Rezistenţa dinamică directă r_F
- Rezistenţa serie r_s
- Rezistenţa termică R_{th}
- Rezistenţa termică joncţiune — ambiant R_{thj-a}
- ,, ,, — capsulă R_{thj-c}
- ,, ,, — lipitură R_{thj-l}
- capsulă — ambiant R_{thc-a}
- Rezistenţa dinamică r_z
- Rezistenţa dinamică minimă r_{zk}
- Rezistenţa dinamică nominală r_{zt}
- Timpul t
- Durata impulsului de suprasarcină t_p
- Timpul de comutaţie inversă t_{rr}
- Timpul de revenire termică t_{th}
- Temperatura ambiantă T_a
- Temperatura capsulei T_c
- Temperatura punctului de conectare (lipituri) T_l
- Temperatura joncţiunii T_j
- Temperatura de stocare T_s
- Tensiunea directă U_F
- Tensiunea directă maximă U_{FM}
- Tensiunea directă de prag U_{FO}
- Tensiunea de lucru (IMPATT) U_{op}
- Tensiunea inversă U_R
- Tensiunea de avalanşă U_{RA}
- Tensiunea inversă maximă repetitivă U_{RRM}
- Tensiunea inversă maximă nerepetitivă U_{RSM}
- Tensiunea de stabilizare U_Z
- Tensiunea de stabilizare minimă U_{ZK}
- Tensiunea de stabilizare maximă U_{ZM}
- Tensiunea de stabilizare nominală U_{ZT}
- Impedanţa termică tranzitorie $Z_{(th)t}$
- Impedanţa termică tranzitorie joncţiune — capsulă $Z_{(th)j-c}$
- Coeficientul de temperatură al tensiunii de stabilizare α_{UZ}
- Atenuarea minimă pt. atenuator cu PIN α_{min}
- ,, maximă pt. atenuator cu PIN α_{max}
- ,, de reflexie pt. atenuator cu PIN $\alpha_{refl.}$
- Eficienţă diodei IMPATT η
- Unghi de conducţie θ

Diode cu siliciu de uz general

TIP	Valori limită absolută					Caracteristici electrice				Capsula
	U_R (V)	I_F (mA)	P_{tot} (mW)	T_j (°C)	U_R (V)	I_F (mA)	I_R (nA)	U_R (V)	R_{th} (°C/mW)	
BA170	20	150	300	150	1	80	50	10	0,41	DO35
BA171	30	150	300	150	1	80	50	15	0,41	DO35
BA172	50	150	300	150	1	80	50	25	0,41	DO35

Diode redresoare cu siliciu (normale şi rapide)

Tip	I_F/T_{amb} (A)	(°C)	I_0/T_{amb} (A)	(°C)	$U_{RRM}=U_R$ (V)	I_{FSM} (A)10ms	I_{FRM} (A)	U_F/I_F (V)	(A)	I_R/T_{amb} (mA)	(°C)	t_{rr} (ns)	Capsulă
0,4A													
BA157	0,5	25	0,4	25	400	15	2	1,5	0,4	0,005	25	200	F126
BA158	0,5	25	0,4	25	600	15	2	1,5	0,4	0,005	25	300	F126
BA159	0,5	25	0,4	25	1000	15	2	1,5	0,4	0,005	25	300	F126
BAX157	0,5	25	0,4	25	400	15	2	0,97	0,4	0,005	25	400	F126
DRR104	0,5	25	0,4	25	100	15	2	1,5	0,4	0,1	100	1000	F126
DRR204	0,5	25	0,4	25	200	15	2	1,5	0,4	0,1	100	1000	F126
DRR404	0,5	25	0,4	25	400	15	2	1,5	0,4	0,1	100	1000	F126
DRR604	0,5	25	0,4	25	600	15	2	1,5	0,4	0,1	100	1000	F126
DRR114	0,5	25	0,4	25	1000	15	2	1,5	0,4	0,1	100	1000	F126
0,75A													
F057	1	25	0,75	25	50	30	4	1	0,75	0,05	100		D013
F087	1	25	0,75	25	80	30	4	1	0,75	0,05	100		D013
F107	1	25	0,75	25	100	30	4	1	0,75	0,05	100		DO13
F207	1	25	0,75	25	400	30	4	1	0,75	0,05	100		DO13
F307	1	25	0,75	25	600	30	4	1	0,75	0,05	100		DO13
F407	1	25	0,75	25	800	30	4	1	0,75	0,05	100		DO13
1A													
1N4001	1,15	75	1	75	50	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
1N4002	1,15	75	1	75	100	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
1N4003	1,15	75	1	75	200	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
1N4004	1,15	75	1	75	400	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
1N4005	1,15	75	1	75	600	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
1N4006	1,15	75	1	75	800	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
1N4007	1,15	75	1	75	1000	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
D1N13	1,15	75	1	75	1300	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
D1N16	1,15	75	1	75	1600	30	10	1,1	1	0,05	100		F126
2A													
F102	2,4	25	2	25	100	70	6,5	1,2	2	1	150		DO13
F202	2,4	25	2	25	200	70	6,5	1,2	2	1	150		DO13
F402	2,4	25	2	25	400	70	6,5	1,2	2	1	150		DO13
F602	2,4	25	2	25	600	70	6,5	1,2	2	1	150		DO13
F802	2,4	25	2	25	800	70	6,5	1,2	2	1	150		DO13
F1002	2,4	25	2	25	1000	70	6,5	1,2	2	1	150		DO13

Diode cu siliciu cu avalanşă controlată

Tip	U_{RRM} (V)	U_{RA} $I_R = 100\ \mu A$ (V)	I_{FRMSM} (A)	I_{FSM}/t_{vj} $t = 10$ ms (A)	(°C)	(A)	(°C)	$i^2t/temp_{vj}$ (A²S)	(°C)	$I_{FAVM}/temp$ (A)	(°C)	U_{FM} (V)	I_{FM} (A)	U_{FO} (V)	r_F (mΩ)	I_R $U_R = U_{RRM}$ (mA)	(C°)	P_{RSM} (kW)	R_{thjc} (°C/W)	Capsule
10A																				
D10	400	450÷ 750	15,7	210	25	150	160	110	160	10	125	1,4	35	0,98	10	3	150	30	2,5	D04
D10	600	720÷1000	15,7	210	25	150	160	110	160	10	125	1,4	35	0,98	10	3	150	18	2,5	DO4
D10	800	950÷1400	15,7	210	25	150	160	110	160	10	125	1,4	35	0,98	10	3	150	12	2,5	DO4
D10	1000	1200÷1700	15,7	210	25	150	160	110	160	10	125	1,4	35	0,98	10	3	150	6	2,5	DO4
16A																				
D16	400	450÷ 750	25	250	25	180	175	160	175	16	125	1,4	50	0,82	9,8	3	150	40	2,5	DO4
D16	600	720÷1000	25	250	25	180	175	160	175	16	125	1,4	50	0,82	9,8	3	150	25	2,5	DO4
D16	800	950÷1400	25	250	25	180	175	160	175	16	125	1,4	50	0,82	9,8	3	150	16	2,5	DO4
D16	1000	1200÷1700	25	250	25	180	175	160	175	16	125	1,4	50	0,82	9,8	3	150	10	2,5	DO4
D16	1200	1400÷2000	25	250	25	180	175	160	175	16	125	1,4	50	0,82	9,8	3	150	6	2,5	DO4
D16	1400	1600÷2400	25	250	25	180	175	160	175	16	125	1,4	50	0,82	9,8	3	150	4	2,5	DO4
25A																				
D25	400	450÷ 750	40	400	25	300	160	450	160	25	125	1,4	80	0,9	5,6	5	150	60	1,1	DO5
D25	600	720÷1000	40	400	25	300	160	450	160	25	125	1,4	80	0,9	5,6	5	150	35	1,1	DO5
D25	800	950÷1400	40	400	25	300	160	450	160	25	125	1,4	80	0,9	5,6	5	150	25	1,1	DO5
D25	1000	1200÷1700	40	400	25	300	160	450	160	25	125	1,4	80	0,9	5,6	5	150	13	1,1	DO5
D25	1200	1400÷2000	40	400	25	300	160	450	160	25	125	1,4	80	0,9	5,6	5	150	10	1,1	DO5
D25	1400	1600÷2400	40	400	25	300	160	450	160	25	125	1,4	80	0,9	5,6	5	150	7	1,1	DO5

Diode stabilizatoare de tensiune

Tip	U_Z min (V)	U_Z nom (V)	U_Z max (V)	I_Z (mA)	r_{ZT} (Ω)	α_{UZT} (10^{-4}/°C)	I_{ZM} (mA)	Capsula
1W								
PL3V3Z	3,1	3,3	3,5	100	10	−6	285	F126
PL3V6Z	3,4	3,6	3,8	100	10	−5,5	260	F126
PL3V9Z	3,7	3,9	4,1	100	7	−5	240	F126
LP4V3Z	4	4,3	4,6	100	7	−4	215	F126
PL4V7Z	4,4	4,7	5	100	7	−2	200	F126
PL9V1Z	4,8	5,1	5,4	100	5	−1	185	F126
PL5V6Z	5,2	5,6	6	100	2	2,5	165	F126
PL6V2Z	5,8	6,2	6,6	100	2	3,2	150	F126
PL6V8Z	6,4	6,8	7,2	100	2	1	140	F126
PL7V5Z	7	7,5	7,9	100	2	4,5	130	F126
PL8V2Z	7,7	8,2	8,7	100	2	4,8	110	F126
PL9V1Z	8,5	9,1	9,6	50	4	5,1	100	F126
PL10Z	9,4	10	10,6	50	4	5,5	94	F126
PL11Z	10,4	11	11,6	50	7	6	76	F126
PL12Z	11,4	12	12,7	50	7	6,5	79	F126
PL13Z	12,4	13	14,1	50	10	6,5	71	F126
PL15Z	13,8	15	15,6	50	10	7	64	F126
PL16Z	15,3	16	17,1	25	15	7	59	F126
PL18Z	16,8	18	19,1	25	15	7,5	52	F126
PL20Z	18,8	20	21,2	25	15	7,5	47	F126
PL22Z	20,8	22	23,3	25	15	8	43	F126

Diode stabilizatoare de tensiune

Tip	U_z *min* (V)	U_z *nom* (V)	U_z *max* (V)	I_Z (mA)	r_{ZT} (Ω)	α_{UZT} (10^{-4}/°C)	I_{ZM} (mA)	Capsulă
1W								
1N3016B	6,4	6,8	7,2	37	3,5	2..6	140	DO13
1N3017B	7	7,5	7,9	34	4	3..7	130	DO13
1N3018B	7,7	8,2	8,7	31	4,5	3,5..7,5	110	DO13
1N3019B	8,5	9,1	9,6	28	5	4..8	100	DO13
1N3020B	9,4	10	10,6	25	7	4..8	94	DO13
1N3021B	10,4	11	11,6	23	8	4..9	86	DO13
1N3022B	11,4	12	12,7	21	9	4..9	79	DO13
1N3023B	12,4	13	14,1	19	10	4..9	71	DO13
1N3024B	13,8	15	15,6	17	14	5..9	64	DO13
1N3025B	15,3	16	17,1	15,5	16	5..9	59	DO13
1N3026B	16,8	18	19,1	14	20	5..9	52	DO13
1N3027B	18,8	20	21,2	12,5	22	5..9	47	DO13
1N3028B	20,8	22	23,3	11,5	23	5..9	43	DO13
1N3029B	22,8	24	25,6	10,5	25	5..9	39	DO13
1N3030B	25,1	27	28,9	9,5	35	5..9	35	DO13
1N3031B	28	30	32	8,5	40	5..9	31	DO13
1N3032B	31	33	35	7,5	45	5..9	29	DO13
1N3033B	34	36	38	7	50	6..10	26	DO13
1N3034B	37	39	41	6,5	60	6..10	24	DO13
1N3035B	40	43	46	6	70	6..10	22	DO13
1N3036B	44	47	50	5,5	80	6..10	20	DO13

Diode cu si… de comutaţie

TIP	Valori limită absolută U_R (V)	I_F (mA)	T_j (°C)	U_F (V)	I_F (mA)	Caracteristici electrice I_R (nA)	U_R (V)	C_{tot} (pF)	$t_{rr} = t_{inv}$ (ns)	Capsula
1N4148	75	200	200	1	10	25	20	4	4	DO 35
1N4149	75	200	200	1	10	25	20	2	4	DO 35
1N4151	50	200	200	1	50	50	20	2	2	DO 35
1N4154	25	200	200	1	30	100	25	4	2	DO 35
1N4446	75	200	200	1	20	25	20	4	4	DO 35
1N4447	75	200	200	1	20	25	20	2	4	DO 35
1N4448	75	200	200	1	100	25	20	4	4	DO 35
1N4449	75	200	200	1	30	25	20	2	4	DO 35
1N4454	50	200	200	1	10	100	20	2	2	DO 35
BAY93	20	115	200	1	10	100	10	5	—	DO 35
DP450	20	50	125	1	10	0,01	20	1,5	350	TO 18
DP451	20	50	125	1	10	0,025	20	1,5	350	TO 18

Diode vari… cu siliciu

TIP	Valori limită absolută U_R (V)	T_j (°C)	C_{tot} (pF)	U_{R1} (V)	Caracteristici electrice C_{tot}/U_{R2} (pF)	(V)	I_R/U_R (μA)	(V)	Capsula
BB121	30	150	1,96÷2,65	25	—	3	0,1	28	DO35
BB122	30	150	2,1÷2,8	25	—	3	0,1	28	DO35
BB125	30	150	2÷3	25	12	3	1	28	DO35
BB126	30	150	2÷3	25	11	3	1	28	DO35
BB139	30	150	4,3÷6	25	29	3	0,1	28	DO35
β310	—	150	—	9	16÷28	4	1	12	DO35
β410	—	150	—	9	7,5÷11,5	4	5	12	DO35

Diode IMPATT

Tip	Caracteristici electrice					Polarizare		Eficiență	Valori limită		Capsulă
	$U_{BR}/I_R=1mA$ (V)	I_R (μA)	C_D (pF)	P_{out} (mW)	f_0 (GHz)	I_0 (mA)	U_0 (V)	$\eta/I_R=I_0$ (%)	T_j (°C)	R_{thj-c} (°C/W)	
BXY0181	70...90	10	0,8	100	8..12	40	95	3	200	30	F−27d
BXY0182	70...90	10	0,8	100	8..12	40	95	3	200	30	F−27d
BXY0301	60..100	10	1	350	10..12	80	100	5	200	23	F−27d
BXY0302	60..100	10	1	350	10..12	80	100	5	200	23	F−27d
BXY0381	60..100	10	1	350	8..10	80	100	5	200	21	F−27d
BXY0372	60..100	10	1	350	8..10	80	100	5	200	21	F−27d
BXY0391	60..100	10	1	350	9..11	80	100	5	200	22	F−27d
BXY0392	60..100	10	1	350	9..11	80	100	5	200	22	F−27d
BXY0501	60..100	10	1,2	500	10..12	100	110	6,5	200	19	F−27d
BXY0502	60..100	10	1,2	500	10..12	100	110	6,5	200	19	F−27d
BXY0581	60..100	10	1,2	500	8..10	100	110	6,5	200	17	F−27d
BXY0582	60..100	10	1,2	500	8..10	100	110	6,5	200	17	F−27d
BXY0591	60..100	10	1,2	500	9..11	100	110	6,5	200	18	F−27d
BXY0522	60..100	10	1,2	500	9..11	100	110	6,5	200	18	F−27d

Diode cu baza dublă — tranzistoare unijoncțiune

Tip	Capsulă	Valori limită absolute					Caracteristici electrice								
		P_{tot}	I_E	I_E^*	U_{EB_1}	$U_{B_1B_2}$	η		$R_{B_1B_2}$		I_{EBO}	I_{B_1}	I_{B_2}	U_{EB_1sat}	U_{OB_1}
		mW	mA	A	V	V	—		KΩ		μA	μA	mA	V	V
							min.	max.	min.	max.	max.	max.	min.	max.	min.
ROS11	TO5	450	70	2	30	35	0,6	0,8	2,5	10	12	25	1	5	3
ROS11A	TO5	450	70	2	30	35	0,6	0,8	2,5	10	12	12	1	5	3
ROS11B	TO5	450	70	2	30	35	0,6	0,8	2,5	10	0,2	6	8	5	3
ROS11C	TO5	450	70	2	30	35	0,6	0,8	2,5	10	0,02	2	8	5	3
ROS12	TO5	450	70	2	60	35	0,5	0,75	6,2	12	1	12	8	5	3
ROS12A	TO5	450	70	2	60	35	0,5	0,6	6,2	12	1	12	8	5	3
ROS12B	TO5	450	70	2	60	35	0,56	0,68	6,2	12	1	12	8	5	3
ROS12C	TO5	450	70	2	60	35	0,62	0,75	6,2	12	1	12	8	5	3
2N1671	TO5	450	50	2	30	35	0,47	0,62	4,7	9,1	12	25	8	5	—
2N1671A	TO5	450	50	2	30	35	0,47	0,62	4,7	9,1	12	25	8	5	3
2N1671B	TO5	450	50	2	30	35	0,47	0,62	4,7	9,1	0,2	6	8	5	3
2N1671C	TO5	450	50	2	30	35	0,47	0,62	4,7	9,1	0,02	2	8	5	3
2N2160	TO5	450	50	2	30	35	0,47	0,8	4	12	12	25	8	5	3
2N2646	TO18	300	50	2	30	30	0,56	0,75	4,7	9,1	12	5	4	5	3
2N2647	TO18	300	50	2	30	30	0,68	0,82	4,7	9,1	0,2	2	8	5	6
2N3479	TO5	450	50	2	30	35	0,47	0,62	4,7	9,1	12	20	6	5	6
2N3480	TO5	450	50	2	30	35	0,56	0,75	4,7	9,1	12	20	4	5	6
2N3481	TO5	450	50	2	30	35	0,7	0,85	4,7	9,1	12	20	4	5	6

Diode electroluminescente (Led) cu GaAsP

Tip	Intensitatea luminoasă	Curent nominal	Culoare	Timp de răspuns	Capsulă
ROL02	0,6 mcd	20 mA	roşu	15 ns	6
ROL05	0,8 mcd	20 mA	orange	15 ns	6
ROL07	0,8 mcd	20 mA	galben	15 ns	6

Fotodiode cu siliciu

Tip	Sensibilitate	Tensiune inversă	Curent de întuneric	Timp de răspuns	Capsulă
ROL21	30 µA/klx	75 V	20 nA	1 µs	7
ROL021	30 µA/klx	50 V	20 nA	1 µs	6
ROL22	7 µA/klx	70 V	20 nA	1 µs	8

Diode electroluminescente standard

Caracteristici optoelectrice la $T_A = 25$ °C.

Parametrii	Condiţii de test	Dispozitiv diodă	Valori min	Valori max	Unităţi de măsură
0	1	2	3		4
Intensitatea luminoasă I_v	I_F=20 mA	MDE1101R, MDE1101V MDE1102R, MDE1102V MDE1103R, MDE1103V MDE1101P, MDE1101G MDE1102P, MDE1102G MDE1103P, MDE1103G	0,1 1 2 0,3 1,5 2,5	1 2 1,5 2,5	med med med med med med
Lungimea de undă de maxim λ_p	I_F=20 mA	MDE1101R(P) MDE1102R(P) MDE1103R(P)	(625) 645	(640) 680	nm
		MDE1101G, MDE1102G MDE1103G	573	590	nm
		MDE1101V, MDE1102V MDE1103V	554	570	nm
Unghi de vizibilitate θ	I_F=20 mA		40		grad

Tabel (continuare)

0	1	2	3	4
Tensiune directă U_F	I_F =20 mA	MDE1101R, MDE1102R MDE1103R	2	V
		MDE1101P, MDE1102P MDE1103P MDE1101G, MDE1102G MDE1103G MDE1101V, MDE1102V MDE1103V	3	V
U_{BR} Tensiune de străpungere inversă	I_R=100 µA		3	V
Capacitate C_0	U_F=0 V f=1 MHz	MDE1101R, MDE1102R MDE1103R	70	V
		MDE1101P, MDE1102P MDE1103P MDE1101G, MDE1102G MDE1103G MDE1101V, MDE1102V MDE1103V	60	pF

Notă: R = roşu
V = verde
G = galben
P = chilimbar

Valori limită absolute

Parametrii	Valori	Unităţi
I_F *max* curent direct continu	50	mA
I_F *peak max* curent direct de vîrf	1	A
P_{dmax} putere disipată în curent continuu	150	mW
TA temperatura de operare	0...+70	°C
T_{st} temperatura de stocare	−40...+85	°C
T temperatura de lipire a terminalelor	+260	°C

Diac

TIP	U_{BO1} *min* (V)	U_{BO2} *max* (V)	I_{BO1} I_{BO2} *max* (μA)	U_{BO} *max* (V)	U_{s1} U_{s2} *min* (V)	$I_{TRM\ max}$ $t_p = 20$ μs $f = 100$ Hz (A)	P_s (W)	Capsula
DC32	28	36	300	4	5	1,5	0,3	F 126
DC32A	28	36	50	2	5	1,5	0,3	F 126
DC38	34	42	300	4	5	1,5	0,3	F 126
DC38A	34	42	50	2	5	1,5	0,3	F 126
DC44	40	48	300	4	7	1,5	0,3	F 126
DC44A	40	48	50	2	7	1,5	0,3	F 126
DC50	46	54	300	4	7	1,5	0,3	F 126
DC50A	46	54	50	2	7	1,5	0,3	F 126

Triac

TIP	U_{DRM} (V)	I_{TRMSM} (A) t_c = 80 °C	I_{TSM} (A) t = 10 ms	i^2t (A^2s) t = 10 ms	U_{TM} (V)	I_{TM} (A)	U_{TO} (V)	r_T (mΩ)	dU/dt (V/μs)	$i_D(U_D = U_{DRM})$ (mA)	U_G (V)	I_G (mA)	R_{thjc} (°C/W)	Capsula
TB6N2	200	6	48	11,5	2,3	8,5	1,8	52	5	0,5	2,5	100	3	TO220
TB6N3	300	6	48	11,5	2,3	8,5	1,8	52	5	0,5	2,5	100	3	TO220
TB6N4	400	6	48	11,5	2,3	8,5	1,8	52	5	0,5	2,5	100	3	TO220
TB6N5	500	6	48	11,5	2,3	8,5	1,8	52	5	0,5	2,5	100	3	TO220
TB6N6	600	6	48	11,5	2,3	8,5	1,8	52	5	0,5	2,5	100	3	TO220
TB10N2	200	10	80	32	1,9	1,4	1,18	38	5	0,5	2,5	100	2,4	TO220
TB10N3	300	10	80	32	1,9	14	1,18	38	5	0,5	2,5	100	2,4	TO220
TB10N4	400	10	80	32	1,9	14	1,18	38	5	0,5	2,5	100	2,4	TO220
TB10N5	500	10	80	32	1,9	14	1,18	38	5	0,5	2,5	100	2,4	TO220
TB10N6	600	10	80	32	1,9	14	1,18	38	5	0,5	2,5	100	2,4	TO220

pentru semnificație indicele T corespunde indicelui F.

Tiristoare de mică și medie putere

Tip	U_{DRM} U_{RRM} (V)	I_{FRMSM} (A)	I_{FSM}/tvj $t = 10$ msec (A)	(°C)	i^2t/tvj $t = 10$ ms (A²s)/(100°C)	di/dt (A/µs)	du/dt (V/µs)	t_q/tvj (µs)	(°C)	$I_D = I_R/tvj$ $U_D = U_{DRM}$ $U_R = U_{RRM}$ (mA)	(°C)	U_{GT} $tc = 25°C$ (V)	I_{GT} $tc = 25°C$ (mA)	R_{thjc} (°C/W)	Capsule
1A															
T1N05	50	1,57	10	100	0,5	20	50	40	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1N1	100	1,57	10	100	0,5	20	50	40	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1N2	200	1,57	10	100	0,5	20	50	40	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1N4	400	1,57	10	100	0,5	20	50	40	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1N6	600	1,57	10	100	0,5	20	50	40	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1N8	800	1,57	10	100	0,5	20	50	40	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1R105	50	1,57	10	100	0,5	20	50	10	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1R1	100	1,57	10	100	0,5	20	50	10	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1R2	200	1,57	10	100	0,5	20	50	10	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1R4	400	1,57	10	100	0,5	20	50	10	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1R6	600	1,57	10	100	0,5	20	50	10	100	1	120	2	10	30	SOT32
T1R8	800	1,57	10	100	0,5	20	50	10	100	1	120	2	10	30	SOT32
3A															
T3N05	50	4,7	30	100	4,5	50	50	30	25	1,5	125	3	30	4	TO66(F22)
T3N1	100	4,7	20	100	4,5	50	50	80	25	1,5	125	3	30	4	TO66(F22)
T3N2	200	4,7	30	100	4,5	50	50	80	25	1,5	125	3	30	4	TO66(F22)
T3N4	400	4,7	30	100	4,5	50	50	80	25	1,5	125	3	30	4	TO66(F22)
T3N6	600	4,7	30	100	4,5	50	50	80	25	1,5	125	3	30	4	TO66(F22)

Celule solare Cs-01-C2 Cs-02-C2 Cs-01-C3 Cs-02-C3 Cs-01-P2 Cs-02-P2 Cs-01-S2 Cs-02-S2

Caracteristici electrice $T_a = 25°C$
AMO

Parametrii	CS-01-C2 min	tip	Cs-01-C3 min	tip	Cs-01-P2 min	tip	Cs-01-S2 min	tip	Unit. măs.
Tensiune de gol U_{OC}	0,5	0,56	0,5	0,57	0,5	0,56	0,5	0,56	V
Curent de scurt-circuit I_{CC}	0,5	0,55	1,2	1,3	0,7	0,75	1,05	1,15	A
Putere produsă maximă P_M	0,25	0,3	0,5	0,52	0,3	0,32	0,4	0,45	W

AMO = putere luminoasă de 100 mW/cm² în spectrul solar.

Valori limită absolute $T_A = 25°C$

Parametru	Condiții	Valoare	Unități
Putere de iradiere lumină E	$T_{amb} = 45°C$	1	kW/m²
Temperatura maximă a joncțiunii T_j		150	°C
Temperatura de stocare T		−40 ÷ 100	°C

2. TRANZISTOARE

Lista simbolurilor utilizate în foile de catalog

Tranzistoare bipolare

U_{CEO} = tensiune maximă colector-emitor cu baza în gol

U_{EBO} = tensiune maximă emitor — bază cu colectorul în gol

I_C = curent de colector

U_{CEsat} = tensiune cu saturație colector-emitor

f_T = frecvență de tăiere

F = factor de zgomot = putere totală de zgomot la ieșire / putere de zgomot la ieșire datorită zgomotului termic în Rg

h_{21E} = valoarea statică a amplificării în curent

h_{21e} = valoarea dinamică a amplificării în curent

P_{tot} = putere totală

T_j = temperatura joncțiunii

T_{thj-c} = rezistența termică joncțiune-capsulă

T_{thj-a} = rezistența termică joncțiune mediu ambiant

Tranzistoare unipolare

U_{DS} = tensiunea drenă-sursă

U_{GS} = tensiunea grilă-sursă

P_d = putere disipată

I_{DSS} = curentul drenă-sursă la polarizare nulă pe grilă

U_{GSoff} = tensiunea de blocare a canalului

U_{GST} = tensiunea de prag grilă-sursă U_{pr}

$r_{DS(ON)}$ = rezistența drenă-sursă în conducție

g_m = transconductanța internă

I_{GSS} = curentul de pierderi al grilei, cu drena scurtcircuitată la sursă

U_{GB} = tensiune grilă-substrat

Tranzistoare cu siliciu de joasă frecvență, mică putere NPN

Tip	Valori limită absolute					Caracteristici electrice							
	U_{CEO} V	U_{EBO} V	I_C mA	P_{tot} mW	T_j °C	U_{CEsat} V	I_C mA	$h_{21e}(h_{21E})$	I_C mA	U_{CE} V	f_T MHz	F dB	f kHz
BC107	45	6	100	300	175	0,6	100	125–500	2	5	300	10	1
BC108	20	5	100	300	175	0,6	100	125–900	2	5	300	10	1
BC109	20	5	100	300	175	0,6	100	240–900	2	5	300	4	0,05–15
BC170	20	5	100	300	150	0,4	30	35–800	1	1	100	10	1
BC171	45	6	100	300	150	0,6	100	125–900	2	5	300	10	1
BC172	25	5	100	300	150	0,6	100	125–900	2	5	300	10	1
BC173	25	5	100	300	150	0,6	100	240–900	2	5	300	4	0,03–15
BC174	64	5	100	300	150	0,6	100	125–500	2	5	300	10	1
BC190	64	5	100	300	175	0,6	100	125–500	2	5	300	10	1
BC237	45	6	100	300	150	0,6	100	125–500	2	5	300	10	1
BC238	25	5	100	300	150	0,6	100	125–900	2	5	300	10	1
BC239	25	5	100	300	150	0,6	100	240–900	2	5	300	4	0,03–15
BC337	45	5	800	625	150	0,7	500	100–630	100	1	100	—	—
BC338	25	5	800	625	150	0,7	500	100–630	100	1	100	—	—

Tranzistoare cu siliciu de joasă frecvență mică putere PNP

Tip	Valori limită absolută					Caracteristici electrice							
	U_{CEO} V	U_{EBO} V	I_C mA	P_{tot} mW	T_i °C	U_{CEsat} V	I_C mA	$h_{21e}(h_{21E})$	I_C mA	U_{CE} V	f_T MHz	F dB	f kHz
BC177	45	5	100	300	175	0,95	100	75–260	2	5	200	10	1
BC178	25	5	100	300	175	0,95	100	75–500	2	5	200	10	1
BC179	20	5	100	300	175	0,95	100	125–500	2	5	200	4	0,03–15
BC250	20	5	100	300	150	0,3	10	35–600	1	1	180	10	1
BC251	45	5	100	300	150	0,3	10	125–900	2	5	200	10	1
BC252	25	5	100	300	150	0,3	10	125–900	2	5	200	10	1
BC253	25	5	100	300	150	0,3	10	125–900	2	5	200	4	0,03–15
BC256	64	5	100	300	150	0,3	10	125–500	2	5	200	10	1
BC327	45	5	800	625	150	0,7	500	100–630	100	11	100	—	—
BC328	25	5	800	625	150	0,7	500	100–630	100	1	100	—	—

Tranzistoare cu siliciu de joasă frecvență medie putere NPN

—	Valori limite absolute					Caracteristici electrice						T_{amb} = 25°C	
Tip	U_{CEO} V	U_{EBO} V	I_C A	P_{tot} W	T_j °C	U_{CEsat} V	I_C mA	f_T MHz	I_C mA	I_{CBO} mA	U_{CE} V	h_{21E}	I_C mA
BD135	45	5	1,5	6,5	150	0,60	500	50	50	100	30	40–250	150
BD137	60	5	1,5	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40–160	150
BD139	80	5	1,5	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40–160	150
						PNP							
BD136	45	5	1,5	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40–250	150
BD138	60	5	1,5	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40–160	150
BD140	80	5	1,5	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40–160	150

Tranzistoare cu siliciu de joasă frecvență, de putere NPN

	Valori limite absolute							Caracteristici electrice				
Tip	U_{CBO} V	U_{CEO} V	U_{EBO} V	I_C A	P_{tot} W	T_j °C	R_{thjc} °C/W	U_{CEsat} V	I_C A	h_{21E}	I_C A	f_T MHz
2N3055	100	60	7	15	117	200	1,5	1,1	4	20–70	4	1,5

Tranzistoare cu efect de câmp produse în R.S.R. (producător ICCE)

Cod	Tip	Valori limită absolută				Caracteristici electrice				
		U_{DS} V	U_{GS} V	I_D mA	P_d mW	U_{GST} V	I_{DSS} mA	I_{GSS} nA	$r_{DS(ON)}$	g_m mA/V
	TEC–MOS									
ROS01	canal p	–30	–40	30	200	–4	1	0,05	100	9
ROS02	canal n	30	40	30	200	2...10	1–3	0,01	500	5
ROS04	canal p	–25	—	30	200	–2...–5	0,01	—	350	1
ROS05	canal p	–30	–40	30	200	–4	1	0,05	100	5
(=2X ROS01)	(dublu)									
	TEC-J									
ROS104	canal p	–25	25	30	200	3,5	1	0,1	250	4
BFW10	canal n	—	–30	—	—	–8	8–20	–0,1	—	—
BFW11	canal n	—	–30	—	—	–6	4–10	–0,1	—	—
2N4091	canal n	40	–40	—	1800	–5...10	30	—	30	—
2N4092	canal n	40	–40	—	1800	–2...7	15	—	30	—
2N4093	zanal n	40	–40	—	1800	–1...5	8	—	30	—

IV. BIBLIOGRAFIE

1. I. Felea ş.a., *Circuite cu tranzistoare în industrie II* Editura Tehnică Bucureşti, 1964.
2. Yaohan Chu, *Bazele proiectării calculatoarelor numerice* Bucureşti, Editura Tehnică, 1968.
3. A. Vătăşescu ş.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie.* Amplificatoare şi oscilatoare Bucureşti, Editura Tehnică, 1971.
4. Mihai Tanciu, Ion Vidraşcu *Manualul Radioamatorului* Editura Stadion, Bucureşti, 1971.
5. I. Ristea, M. Bodea *Tranzistoare cu efect de cîmp* Editura Tehnică, Bucureşti, 1972.
6. P. E. Gray, C. L. Searle *Bazele electronicii moderne* Editura Tehnică, Bucureşti, 1973.
7. G. Raymond *Tehnica televiziunii în culori* Bucureşti, Editura Tehnică, 1971.
8. Mircea Negreanu, Gh. Băluţă *De la efectul fotoelectric la celula solară* Editura Albatros, Bucureşti, 1981.
9. N. Drăgulănescu, *Agenda radioelectronistului* Editura Tehnică, Bucureşti, 1984.
10. General Electric Company, *Silicon Controlled Ractifier Manual* Editor F. W. Gutzwiller
11. *Mullard technical handbook.* Book one. Part. three 1975.
12. Emil Micu, *Electrotehnica de la a la z.*, Editura Ştiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1985.
13. P. A. Dan, D. M. Luca, A. Albu, T. Dunca, G. Primejdie *Diode cu siliciu* — Catalog Seria Practică, Bucureşti, 1986.
14. *Catalog condensat,* Dispozitive semiconductoare IPRS.

Redactor: **Smaranda Dimitriu**
Tehnoredactor: **Maria Trăsnea**
Coperta: **Simona Dumitrescu**

Bun de tipar: 22.06.86.
Coli de tipar: 8,5. C.Z.: 621.



Tiparul executat sub comanda nr. 127
la ÎNTREPRINDEREA POLIGRAFICĂ CLUJ
Municipiul Cluj-Napoca
B-dul Lenin nr. 146
Republica Socialistă România